

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIÓN
GRADO EN INGENIERÍA DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES



Universidad
Carlos III de Madrid

DISEÑO DE ARRAYS PLANOS DE RANURAS EN TECNOLOGÍA GROOVE GAP WAVEGUIDE

TRABAJO FIN DE GRADO

Leganés, junio 2016

AUTOR: DANIEL ARIZA REY

TUTOR: EVA RAJO IGLESIAS

RESUMEN

Este proyecto se va a centrar en el diseño y desarrollo de un array plano en la prometedora tecnología Groove Gap Waveguide, y se van a comparar las prestaciones y equivalencias de sus arrays de ranura con un array de ranura en la tecnología de guiado de ondas tradicional. La tecnología Groove Gap Waveguide es uno de los tipos de estructura de la tecnología Gap Waveguide, los otros tipos son: Ridge Gap Waveguide y Microstrip Gap Waveguide. Esta tecnología está desarrollada principalmente para trabajar con ondas milimétricas e inferiores, es decir para frecuencias en torno a los 30GHz en adelante, es por ello que la frecuencia de operación elegida para trabajar en el proyecto es de 24GHz.

La principal característica de esta innovadora tecnología es que se implementa con dos planos PEC (“Perfect electric conductor”) sin que haya ningún contacto entre ellos. Pero para que pueda funcionar se le añade una estructura periódica de pines al plano inferior, llamada “bed of nails”, dejando una distancia con el plano superior, llamada gap, menor de $\lambda/4$. De esta manera se crea una región de alta impedancia y actúa prácticamente como un PMC (“Perfect magnetic conductor”) evitando así que se propaguen los modos TEM, por lo que solo se propagan los modos TE y TM al igual que en las guías de onda tradicionales.

La diferencia de este tipo de estructura (Groove) con el resto de las de la tecnología Gap Waveguide es que se deja un camino de tamaño “a”, ancho de la guía de onda, entre los pines formando las dos paredes laterales, confinando así la propagación de las ondas electromagnéticas entre ellos. De manera que nuestro proyecto con un diseño de las guías de ondas en ambas tecnologías para comprobar su equivalencia, y después se diseñará el array plano de ranuras en la tecnología Groove Gap Waveguide, el cual estará compuesto por un divisor 1:2 simple en Y, y dos guías de ondas ranuradas en la tecnología del estudio.

Índice

DISEÑO DE ARRAYS PLANOS DE RANURAS EN TECNOLOGÍA GROOVE GAP WAVEGUIDE	1
1. Introduction	5
1.1 Motivation	5
1.2 Objectives	5
1.3 Project organization	6
2. Guía de onda ranurada	7
2.1 Líneas de transmisión	7
2.2 Cavidad resonante ranurada.....	11
2.3 Análisis teóricos	13
2.4 Simulaciones	17
2.5 Conclusiones	24
3. Tecnología Gap Waveguide	25
3.1 Definición	25
3.2 Estructura guía de onda Groove Gap Waveguide equivalente.....	29
3.2.1 Diagramas de onda estacionaria:.....	29
3.2.2 Diagramas de Dispersión:	32
3.3 Diseño de la estructura Groove gap Waveguide	40
3.3.1 Estructura periódica formada por una fila de pines	42
3.3.2 Estructura periódica formada por dos filas de pines	47
3.4. Conclusiones	53
4. Divisor de potencia	55
4.1 Definición	55
4.2 Diseño	56
4.3 Simulación.....	58
4.3.1 Simulación con una fila de pines.....	59
4.3.2 Simulación con dos filas de pines	64
4.4 Conclusiones	73
5.Array plano.....	75
5.1 Diseño del array plano	75
5.1.1 Array plano con una fila de pines.....	77



5.1.2 Array plano con dos filas de pines	85
5.2 Alimentación del array plano.....	93
5.3 Conclusiones	94
6. Conclusions and future lines.....	96
6.1 Main conclusions	96
6.2 Future research lines	97
7. Presupuesto	99
Anexos.....	102
Parte obligatoria en inglés	102
Referencias bibliográficas	108

Capítulo 1

1. Introduction

1.1 Motivation

Wireless transmissions are increasing daily, so with it the need to improve the transmission systems to get them not to become obsolete and can still be used, even with a better efficiency. Wireless transmissions are those in which the transmitter and receiver do not have to be together, and the communication does not carry out through a physical propagation, but it uses the modulation of electromagnetic waves through the space. Some kinds of these transmissions could be mobile phone systems, wireless data networks, point to point radio links, digital terrestrial TV... To design a wireless system, it is important a right selection of the main features, replacing on these features, we can develop a lot of different systems. These features can be the kind of antenna and radio communication equipment, frequency band, power calculation, noise or interference level...

Within all these wireless communication features, we will focus on the antennas, specifically on the antennas made by slotted arrays. Nowadays, the current technologies suffer limitations when working with high frequency bands, this is the reason why there is a need to develop a new technology which allow us to work on these high frequencies, inside the called millimetre band, which goes from 30GHz to 300GHz. To address this need one new technology was developed, the promising Gap Waveguide technology, as we will see it creates a new concept of waveguides. Besides, thanks to microelectronic work with these high frequency bands is possible. Due to the wavelength is much smaller than with low frequencies, also the size of the guides will be smaller and lighter, and the manufacturing will have a low cost. The design of the transmitter and receiver components of this promising technology is a challenge for the engineering, so inside this context will be develop our contribution to the Gap Waveguide technology.

1.2 Objectives

Owing to the reduction of the size of the components when using high frequencies around 30-300GHz, current technologies have several and important limitations. Firstly, the conventional waveguide technology is really limited because of to reach an internal hollow structure, two

different and independent perfect conductor planes have to be manufactured, to be join together later. Working with low frequencies the size of the waveguides was bigger and we did not have any problem. But if we work with high frequencies, the sizes will be smaller and the connection of both perfect conductor planes will be more complicated and power losses will be increased. And secondly, the printed Microstrip or coplanar technology, which present losses when working with high frequencies.

In this way, Gap Waveguide technology presents several advantages respect to these traditional technologies. On one hand, the promising technology has low losses for high frequencies as the range of millimetre waves, and on the other hand, the manufacturing is much easier because there is no a need to have an electric contact between the planes to work correctly. The main objective of this project is the design of a classical antenna for high frequencies, a slotted arrays in the new groove gap waveguide technology. This type of antenna is typically designed using conventional rectangular waveguides. Its manufacturing is expensive as the frequency is increased. We propose to design a planar slotted array in groove gap waveguide technology and to compare its performance with a classical version in conventional waveguide technology. The selected frequency of operation for this design is 24GHz.

1.3 Project organization

The Project is going to be splitted into seven chapters, each chapter will be described shortly below:

- The first chapter will give a brief description about the motivation to make the project and its main objective.
- Chapter 2 will show the design of a linear array based on rectangular waveguides to get uniform amplitudes and the desired radiation pattern. Every theoretical and simulated results obtained will be analysed, as well as the optimization of the results to reach the objectives.
- Chapter 3 will introduce shortly the Gap Waveguide Technology, highlighting the analysis and design of the periodic structure to create the high impedance “bed of nails” condition. Then, the slotted waveguide will be designed and simulated, making a comparison with the rectangular Waveguide calculated at the previous chapter.
- Chapter 4 will present the design of the power divider that we will use to feed two slotted linear arrays at the same time.
- Inside chapter 5, we will integrate the power divider with the slotted waveguides on Groove Gap Waveguide technology to obtain the planar array on this promising technology.
- Chapter 6 will explain the final conclusions after the development of the project, as well as the future research lines to improve the outputs of this innovative technology.
- Chapter 7 includes the calculus of the budget for the whole Project.

Capítulo 2

2. Guía de onda ranurada

2.1 Líneas de transmisión

Las ondas electromagnéticas, que son la propagación del campo eléctrico y el campo magnético por el vacío a una velocidad constante, se pueden transmitir de dos formas diferentes, según el espacio por el que se transmitan. Dichas ondas describen el desplazamiento de la radiación electromagnética a través del espacio, esta radiación se caracteriza por tener los dos campos ya indicados anteriormente, el campo eléctrico y el magnético, perpendiculares entre sí en todo momento [1]. Las características principales de las ondas electromagnéticas son la frecuencia, la velocidad (que es la misma para todas, la velocidad de la luz) y la longitud de onda, según el valor de las características se clasificará el tipo de radiación electromagnética que sea. Estas magnitudes se pueden relacionar con la siguiente fórmula:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Siendo " λ " la longitud de onda, " c " la velocidad de la luz y " f " la frecuencia de trabajo.

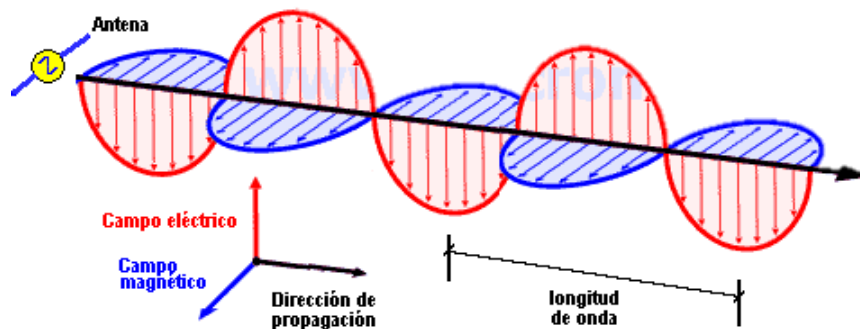


Ilustración 1-Onda electromagnética

Todos los tipos de radiación electromagnética, según la longitud de onda, que es la distancia entre dos puntos idénticos de la onda en dos ciclos diferentes correlacionados, se recoge en el espectro electromagnético, y pueden ser en orden decreciente: ondas radio, microondas, infrarrojo, luz visible, ultravioleta, rayos X y rayos gamma [2].

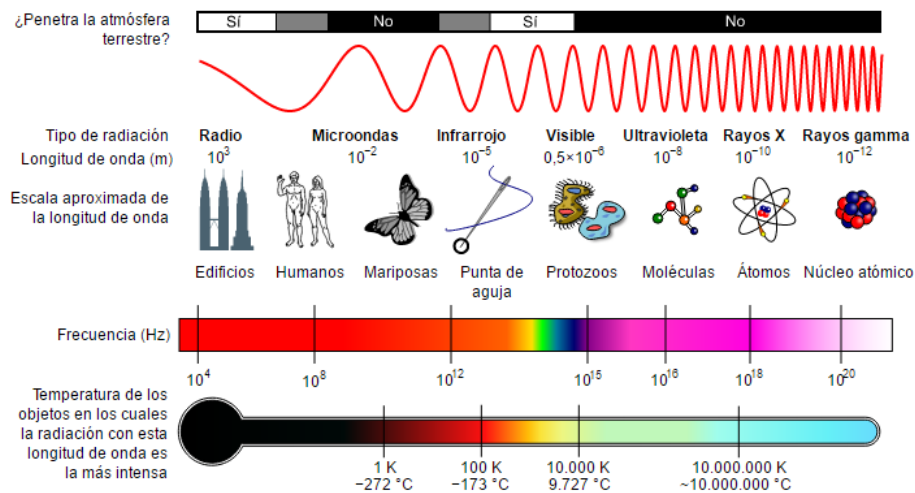


Ilustración 2-Diagrama del espectro electromagnético

Las dos posibles formas de transmisión de las ondas electromagnéticas son las siguientes:

- Transmisión radiada: Este tipo de transmisión hace referencia a la propagación de las ondas electromagnéticas por el espacio libre (aire, vacío).
- Transmisión guiada: Este otro tipo de transmisión hace referencia a la propagación de las ondas electromagnéticas a través de una estructura, la cual permite el confinamiento y guiado de las ondas desde el punto de origen (generador) hasta el punto de destino (carga). Esta estructura por la cual se propaga la onda, se llama línea de transmisión. Este concepto de línea de transmisión se puede generalizar con el concepto de guía de onda [3]. Este será el tipo de transmisión que usaremos para la realización del proyecto.

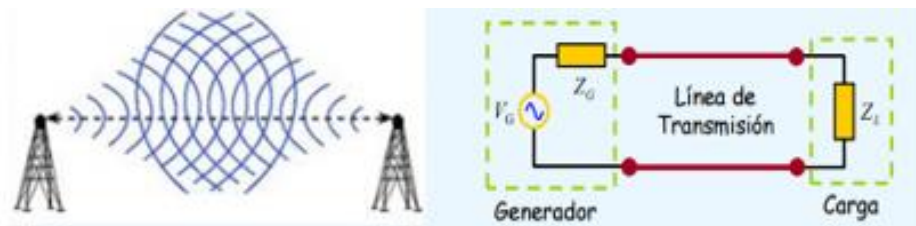


Ilustración 3-A la izquierda podemos ver la transmisión radiada y a la derecha la estructura de la transmisión guiada

Las líneas de transmisión confinan la energía electromagnética en una región del espacio limitada por el medio físico que constituye la propia línea, a diferencia de las ondas que se propagan por medio de la transmisión radiada las cuales se propagan por el aire y la única barrera que tienen son los obstáculos que se puedan encontrar por el camino. Dicha línea de transmisión está formada por unos conductores eléctricos con una colocación determinada que condiciona las características de las ondas electromagnéticas en ella [4].

Para poder transmitir eficientemente la potencia desde un punto hasta otro punto, esto es desde el transmisor hasta el receptor, necesitamos guiar correctamente la energía desde el

generador/fuente. Para ello nos tendremos que ayudar de los modos transversales de las fuentes de onda electromagnética, los cuales son el perfil del campo electromagnético en un plano transversal (perpendicular) a la dirección en que se propaga la onda. Estos tipos de modos transversales se pueden dar en las ondas de radio y microondas encerradas en una guía onda, además de estas también se puede dar en luz confinada en fibra óptica y en el resonador óptico de un láser. Los modos que puede haber en una guía de ondas se pueden clasificar según la existencia del campo eléctrico y/o magnético en la dirección de propagación.

Los modos transversales clasificados según los campos que tenga en la dirección de propagación quedan de la siguiente forma:

- **Modos TE** (Transversal Eléctrico): El campo eléctrico es transversal a la dirección de propagación, de manera que no hay campo eléctrico, solamente hay campo magnético en la dirección de propagación.
- **Modos TM** (Transversal Magnético): El campo magnético es transversal a la dirección de propagación, de manera que no hay campo magnético, solamente hay campo eléctrico en la dirección de propagación.
- **Modos TEM** (Transversal Electromagnético): Tanto el campo eléctrico como el campo magnético son transversales a la dirección de propagación, por lo que no hay componente de ninguno de los dos campos en la dirección de propagación.

Los tres tipos más comunes de líneas de transmisión en las que se propagan los modos TEM son las siguientes: Línea de transmisión coaxial, biplaca y stripline.

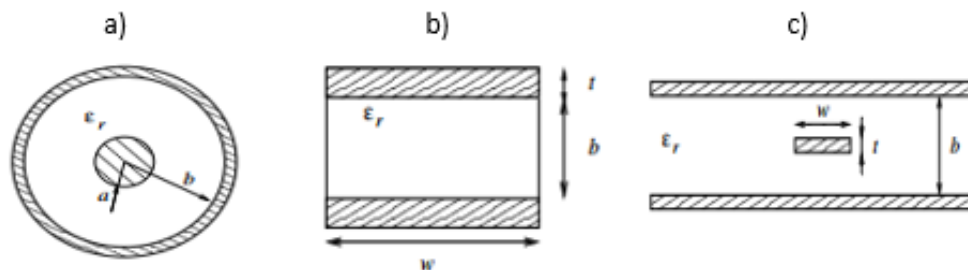


Ilustración 4-Líneas de transmisión: a) coaxial, b) biplaca y c) stripline

- **Modos híbridos:** Ni el campo eléctrico ni el campo magnético son transversales a la dirección de propagación, esto quiere decir que hay componentes de ambos campos en la dirección de propagación. Una estructura común en la que se propagan los modos híbridos es la **línea de transmisión Microstrip**. Esta estructura está formada por una tira conductora situada sobre un sustrato dieléctrico que en su cara inferior tiene un plano de tierra. Es una línea de transmisión muy usada en la actualidad [5].

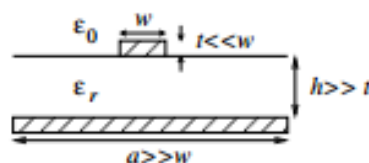


Ilustración 5-Línea de transmisión Microstrip

Pero, sin embargo, este tipo de líneas de transmisión de dos conductores no son prácticas para las aplicaciones que usen unas frecuencias superiores a los 30GHz, en el caso de nuestro proyecto, la frecuencia de operación es muy cercana a este límite. Las longitudes de onda a estos rangos de frecuencia son inferiores a los 10 cm, ya que las constantes de atenuación para unas ondas electromagnéticas transversales en una línea aumentan con la resistencia por unidad de longitud de la línea, la cual es proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. Es por esto, que según aumenta la frecuencia, para poder tener bajas pérdidas, es necesario trabajar con guías de onda metálicas huecas. El principal problema de este tipo de líneas de transmisión es que las pérdidas en los materiales dieléctricos aumentan con la frecuencia, de manera que si aumentamos la frecuencia hasta las milimétricas (30-300 GHz, prácticamente nuestra frecuencia se podría incluir en esta banda) las pérdidas que comienzan a tener las líneas de transmisión de este último tipo son notables, pero por ejemplo para unas frecuencias de 10GHz aún no se tendría este problema.

Las microondas son ondas electromagnéticas cuyo espectro se encuentra en el rango de 300 MHz a 300 GHz. Dentro de ese intervalo, se definen 3 sub-intervalos:

- Radiofrecuencia: de 300 MHz a 3 GHz
- Microondas: de 3 GHz a 30 GHz
- Milimétricas: de 30 GHz a 300 GHz

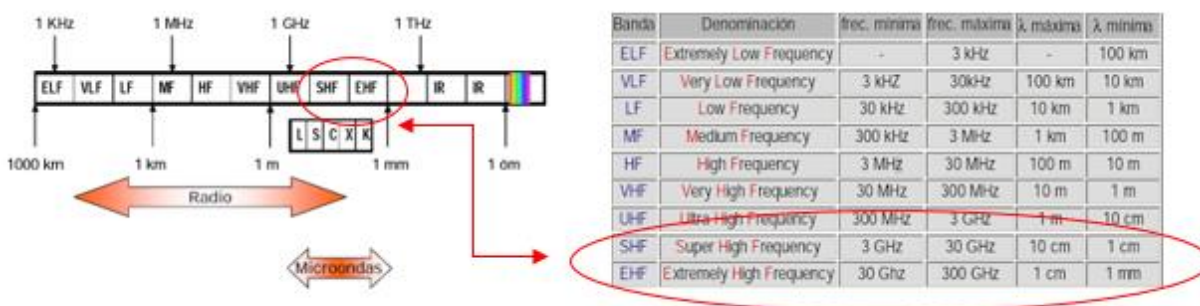


Ilustración 6-- Bandas de frecuencia

Debido a que los tubos metálicos huecos son unos conductores simples con grandes áreas superficiales, cabe esperar que la atenuación generada por la resistencia sea mucho menos. Dichos tubos son uno de los tipos de estructuras de guiado de ondas, son conocidos como guías de onda.

Las guías de onda se utilizan para designar a los tubos de un material de sección circular, elíptica o rectangular, en los cuales las ondas electromagnéticas son conducidas principalmente a lo largo de la guía y limitada por sus fronteras. Las paredes conductoras encierran a la onda en el interior por la reflexión. Las transmisiones por guías reducen la disipación de energía. En las guías de ondas no puede haber modos TEM ya que solo hay un conductor. Por consiguiente, las guías de ondas tienen muy bajas pérdidas ya que solamente están hechas con metales, pero esto trae consigo la desventaja de un alto coste de fabricación, a la vez que una flexibilidad baja para poder integrar distintos componentes, principalmente activos. Otra ventaja que hay que

destacar de las guías de onda es que pueden transmitir mucha más potencia que las líneas de transmisión ya que su sección transversal es mayor.

Se considera una guía de onda de sección rectangular, aquella que tiene dimensiones $a \times b$, de contorno conductor y rellena de un material homogéneo.

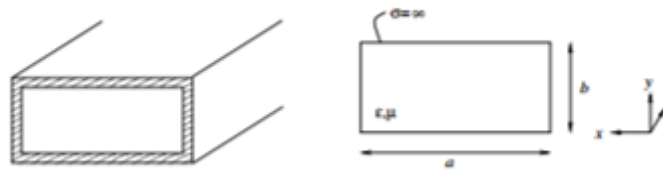


Ilustración 7-Guía de onda rectangular

Cabe destacar que nosotros realizaremos una serie de aperturas en su cara superior para obtener el diagrama de radiación que queremos. Por consiguiente, este tipo de cavidad resonante se llama: cavidad resonante ranurada. Dicha cavidad se explicará en detalle en el siguiente apartado.

2.2 Cavidad resonante ranurada

Una cavidad resonante ranurada es una guía de ondas que se usa habitualmente como una antena. Las antenas son unos dispositivos diseñados principalmente con el objetivo de emitir y/o recibir ondas electromagnéticas hacia el espacio libre. Las antenas pueden ser transmisoras o receptoras. Por una parte, las primeras transforman la energía eléctrica en ondas electromagnéticas y estas en ondas que se pueden propagar libremente por el espacio, mientras que las segundas realizan la función inversa. La antena que realizaremos en este proyecto será tanto transmisora como receptora, como el principio de reciprocidad indica. [7] Una buena antena es aquella que radia y recibe toda la potencia que le es suministrada.

Según la relación entre la longitud de onda y el tamaño de la antena, esta podrá ser elemental, resonante o directiva. Para el primer tipo el tamaño de la antena tiene que ser mucho menor que la longitud de onda, para el segundo tipo el tamaño de la antena tiene que ser del orden de media longitud de onda, y finalmente para el último tipo, la longitud de onda tiene que ser menor que las dimensiones de la antena. Como comprobaremos posteriormente, nuestra antena es una antena directiva.

El diseño de la antena se realiza para obtener el diagrama de radiación que deseamos. Para ello tenemos que distribuir las ranuras por la guía de onda de la manera más adecuada. El poder distribuir las ranuras por la guía de onda, y así tener la posibilidad de diseñar el diagrama de radiación, es una ventaja con respecto a las antenas que se componen únicamente de un elemento radiante ya que no tienen esa flexibilidad y grados de libertad a la hora de su diseño. En nuestro caso buscamos diseñar un array con los elementos con distribución tanto de amplitudes como de fases, uniformes, con el objetivo de conseguir así la mayor directividad.

Una ranura que se encuentra en un plano conductor radiará energía al medio si este es excitado y, además, si las líneas de campo que se propagan por dentro de la guía intersectan dicha ranura.

Para este proyecto, utilizaremos una guía de ondas rectangular, porque presentan pocas pérdidas cuando la frecuencia de corte de la guía es menor que la frecuencia de operación, de esta manera la onda se propaga con una atenuación que se puede considerar despreciable. Como se puede observar en la figura siguiente, por una parte, las ranuras del tipo 1 no intersectan ninguna línea de campo, de manera que estas ranuras no están generando ninguna radiación. Por otra parte, las ranuras de tipo 2, intersectan líneas de campo, por lo que este tipo de ranuras generarán una radiación. Según la posición, la longitud y el ancho de cada ranura, se puede modificar el diagrama de radiación.

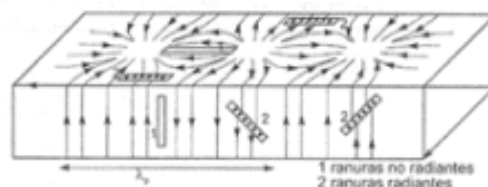


Ilustración 8-Tipos de ranuras, radiantes e irradianes

Podríamos comparar el comportamiento de una ranura en una guía de onda, con el comportamiento de un dipolo, y este dependerá de la ubicación que tenga sobre la guía. Por consiguiente, la antena ranurada se podría aproximar a un array de antenas de dipolos.

Las ranuras se pueden colocar en cualquier lado de la guía, pero dependiendo de su lugar de colocación podrá radiar más, menos o nada. También pueden colocarse paralelas al eje de la guía, como es el caso de nuestro proyecto, o perpendicular a este. Además, las ranuras pueden estar inclinadas con respecto al eje de la guía, presentando un comportamiento similar a las anteriores. [8]

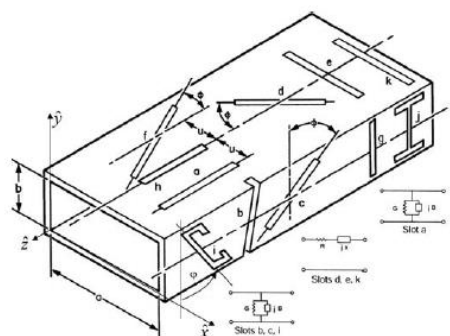


Ilustración 9-Posibles lugares de colocación de ranuras

Como hemos indicado anteriormente, nuestra guía de ondas, será una guía de ondas rectangular hueca, en la que situaremos las ranuras en la cara superior, todas ellas paralelas al eje de la guía y distantes a este la misma distancia. Siendo la separación de las ranuras al eje de la guía igual para todas ellas, logramos que las amplitudes de todas las ranuras sean iguales consiguiendo así que nuestra antena sea más directiva. La directividad es una propiedad de las antenas la cual le

permite radiar la energía en una dirección particular, de manera que cuanto más directiva sea, más energía podrá radiar en esa dirección determinada.

Colocaremos las ranuras alternadas en lados opuestos a lo largo del eje central de la guía separadas una de otra a una distancia de $\frac{\lambda_g}{2}$, siendo λ_g la longitud de onda dentro de la guía. Alternando las ranuras en los lados opuesto del eje conseguimos que el lóbulo principal “apunte” a 90° y que el diagrama de radiación sea *Broadside*. Hay dos formas de diseñar arrays de ranuras en guías, uno de ellos es poniendo una pared metálica al final de la guía para crear una onda estacionaria que será la que excite las ranuras, en este caso se debe colocar la última ranura a una distancia $\frac{\lambda_g}{4}$ del final de la guía. La otra opción es alimentar las ranuras con una onda progresiva y poner al final de la guía una carga adaptada para evitar reflexiones. En este proyecto trabajaremos con la primera opción también conocido como array resonante. Su principal desventaja es que la anchura de banda es bastante pequeña, pero a cambio da lugar a diseños muy eficientes y fáciles de implementar. Las ranuras tienen que seguir una proporción en la que el largo es mucho mayor que el ancho, siendo el largo aproximadamente $\lambda/2$.

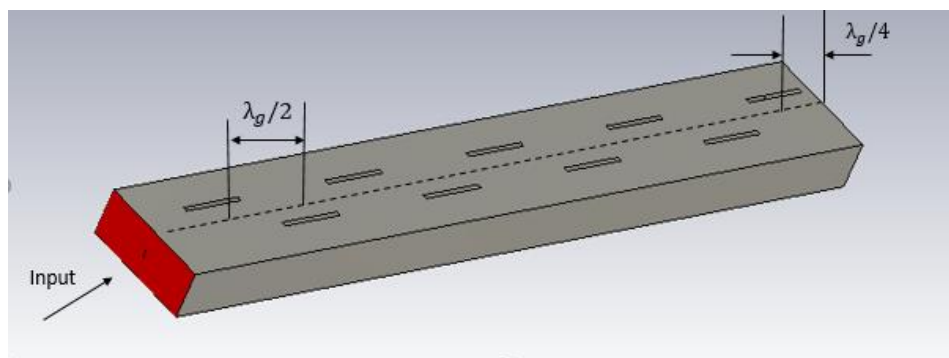


Ilustración 10-Distribución de las ranuras en la guía de onda rectangular

2.3 Análisis teóricos

En este apartado calcularemos todos los datos teóricos que tienen relación con nuestra guía de onda. Para ello partiremos de una serie de datos iniciales:

- Frecuencia de operación, $f_0 = 24$ GHz.
- Dimensiones de la guía = $a \times b$, siendo: $a = 10,668$ mm y $b = 4,318$ mm (se trata de una guía con tamaño estándar).
- Número de ranuras, $N = 9$ ranuras.
- Modo fundamental de la guía de ondas: TE_{10}

Para que se puedan propagar las ondas electromagnéticas por la guía, la frecuencia de corte del primer modo fundamental tiene que ser menor que la frecuencia de operación. Si esto se cumple el modo será propagante y habrá radiación electromagnética. De manera que primero vamos a calcular la frecuencia de corte para el modo fundamental TE_{10} .

$$f_{c \text{ modo } TE_{10}} = \frac{C_0}{2\sqrt{\epsilon_{r \text{ diel}}}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

Como el modo es el TE_{10} , $m=1$ y $n=0$, el dieléctrico de la guía onda es el vacío, por lo que su constante dieléctrica o permitividad relativa $\epsilon_r = 1$, los parámetros a y b se refieren a las dimensiones de la guía (indicadas anteriormente), y por último C_0 , que es la velocidad de la luz, tiene un valor de $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$. Sustituyendo estos valores en la fórmula, obtenemos una frecuencia de corte para el modo fundamental TE_{10} , $f_{c \text{ modo } TE_{10}} = 14,06 \text{ GHz}$. Como podemos comprobar $f_{c \text{ modo } TE_{10}} < f_0$ por lo que el modo es propagante.

El próximo parámetro que tenemos que calcular es la longitud de onda, como indicamos anteriormente en el punto 2.1, la fórmula para obtener este parámetro es la siguiente:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

Sustituyendo los parámetros por sus valores, obtenemos una longitud de onda, $\lambda_0 = 12,5 \text{ mm}$.

El siguiente paso será calcular la longitud de onda en la guía (λ_g), como el modo es propagante se tiene que cumplir que $\lambda_0 < \lambda_g$, esta es una condición necesario para que se pueda propagar la onda a lo largo de la guía. Para calcular este parámetro usaremos la siguiente fórmula:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c \text{ modo } TE_{10}}}{f_c}\right)^2}} = 15,42 \text{ mm}.$$

Como podemos comprobar, se cumple $\lambda_0 < \lambda_g$, por lo que la onda electromagnética se podrá propagar a lo largo de la guía.

A continuación, procederemos a calcular las dimensiones correspondientes de la guía que nos faltan.

Estas dimensiones son las siguientes:

- Longitud de la guía (L).
- Longitud de la ranura (L_r).
- Anchura de la ranura (W_r).
- Separación de las ranuras con el eje central de la guía (X_s).

La longitud de la guía la podemos obtener de manera directa conociendo el número de ranuras que hay en la guía y sabiendo la distancia que entre estas y del principio y final de la guía.

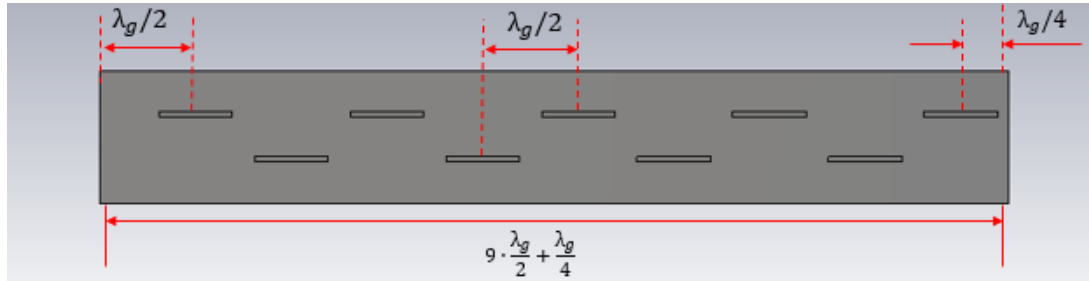


Ilustración 11-Dimensiones cara superior de la guía

- La longitud de la guía será 73,245 mm.
- La distancia entre cada slot y del inicio de la guía a la primera ranura será de 7,71 mm.
- La distancia desde la última ranura al final de la guía que es una pared metálica será de 3,855 mm.

La longitud de la ranura tiene que ser en ligeramente menor a la mitad de la longitud de onda, por lo que hemos hecho una estimación y nuestra longitud de cada ranura será:

$$L_r = 0,95 \cdot \frac{\lambda_0}{2} = 5,9375 \text{ mm}$$

El ancho de la ranura tiene que seguir una relación, en la que como mínimo ha de ser 10 veces menor que el largo de dicha ranura, por lo que hemos realizado una estimación y el ancho de cada ranura será:

$$W_r = 0,07 \cdot \frac{\lambda_0}{2} = 0,4375 \text{ mm}$$

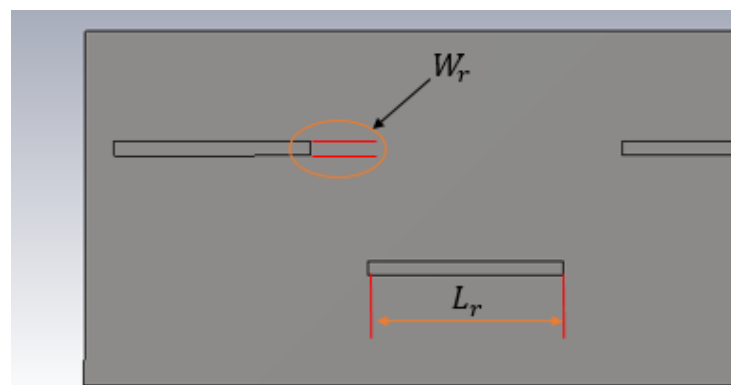


Ilustración 12-Dimensiones de las ranuras

Por último, para poder tener todos los parámetros de la guía de ondas rectangular sólo nos quedaría calcular la distancia de las ranuras al eje de la guía. Como nuestras amplitudes son

uniformes, la distancia desde el eje de la guía a cada ranura, será igual para todas ellas. Esta distancia la podemos obtener con la siguiente fórmula [9]:

$$g_n = 2,09 \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \cdot \frac{a}{b} \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot \lambda_0}{2 \cdot \lambda_g}\right)^2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X_s}{a}\right)^2$$

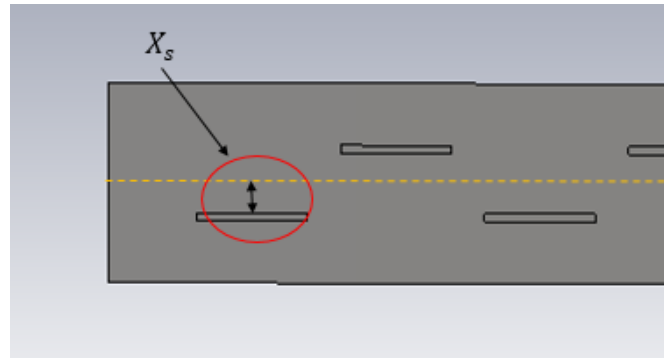


Ilustración 13 - Distancia entre las ranuras y el eje de la guía

Para poder obtener el valor X_s tenemos que sustituir todos los valores de la ecuación y despejar nuestra incógnita. Anteriormente hemos calculado todos los valores de la ecuación salvo g_n que es el valor de la conductancia de dicha ranura. Por consiguiente, podemos obtener la distancia de cada ranura gracias a la conductancia de dicha ranura. Como para nuestro proyecto las amplitudes son uniformes, y el valor de la conductancia de la guía es 1, la conductancia de cada ranura será $\frac{1}{N}$, siendo N el número de ranuras de la guía. De manera que el valor de la conductancia de cada ranura será:

$$g_n = \frac{1}{N} = \frac{1}{9} = 0,11 S.$$

Una vez que hemos calculado todos los valores necesarios para calcular X_s , los sustituimos en la ecuación y despejamos la incógnita, obteniendo el siguiente valor:

$$X_s = 1,5875 \text{ mm}$$

La distancia desde el inicio de la guía hasta cada una de las ranuras, siendo la última ranura la más cercana al cortocircuito son las mostradas en la siguiente tabla:

Posición del centro de las ranuras en el eje Z (mm)	
Ranura 1	7,71
Ranura 2	15,42
Ranura 3	23,13
Ranura 4	30,84
Ranura 5	38,55
Ranura 6	46,26
Ranura 7	53,97
Ranura 8	61,68
Ranura 9	69,39

Tabla 1- Posición del centro de las ranuras en el eje Z

2.4 Simulaciones

En este apartado realizaremos la simulación de nuestra guía de onda ranurada hueca, para ello utilizaremos los cálculos teóricos de nuestros parámetros obtenidos en el apartado anterior. Para la simulación de la guía de onda ranurada utilizaremos el software de simulación más adecuado para este tipo de antenas, de manera que el software elegido ha sido CST MICROWAVE STUDIO SUITE [10] que es un simulador de onda completa. Este es un programa muy útil ya que nos permite simular todo tipo de antenas y calcular todos sus parámetros, así como dibujarlos hasta en tres dimensiones (3D).

Para poder simular nuestra guía de ondas tendremos que introducir los parámetros calculados, estos son las dimensiones de la sección transversal de la guía, su longitud, la distancia entre las distintas ranuras, la distancia entre el inicio y final de la guía respectivamente con la primera y última ranura. Cabe destacar en este punto la importancia de la separación entre la última ranura y el final, $\frac{\lambda_g}{4}$ donde hay un cortocircuito para así estar situada sobre un máximo de onda estacionaria. Además de los parámetros correspondientes con las ranuras, sus dimensiones y las distancia al eje de la guía.

Hay que alimentar la guía de ondas por uno de sus puertos. Este puerto estará al inicio de la guía, ya que en la parte final se encuentra el cortocircuito

Una vez hayamos introducido todos los parámetros, la guía de ondas rectangular nos quedará de la siguiente manera:

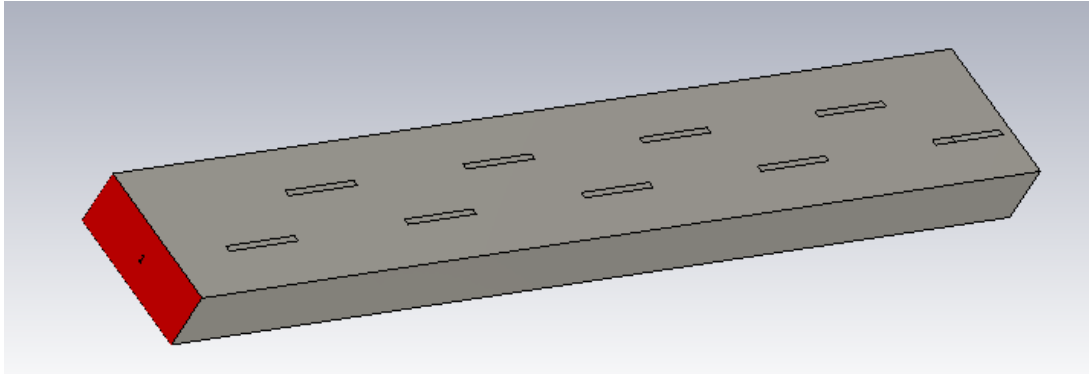


Ilustración 14- Estructura de la guía de ondas en 3D vista desde el puerto.

Tras este paso, procedemos a la simulación y obtenemos los siguientes resultados:

1. Parámetro de reflexión, $S_{1,1}$:

El primer parámetro que se tiene que evaluar tras una simulación es el parámetro de reflexión, ya que este es de vital importancia. Este parámetro nos indica la adaptación de la antena, para que el nivel de adaptación de la antena sea aceptable, este tiene que ser menor que -10 dB para la frecuencia de operación. Esto indica que en esas frecuencias donde el $S_{1,1}$ está por debajo de -10dB la mayor parte de la potencia con la que se alimenta la guía se está radiando.

El valor del parámetro de reflexión para la frecuencia de operación de nuestra guía onda, 24 GHz, es el siguiente:

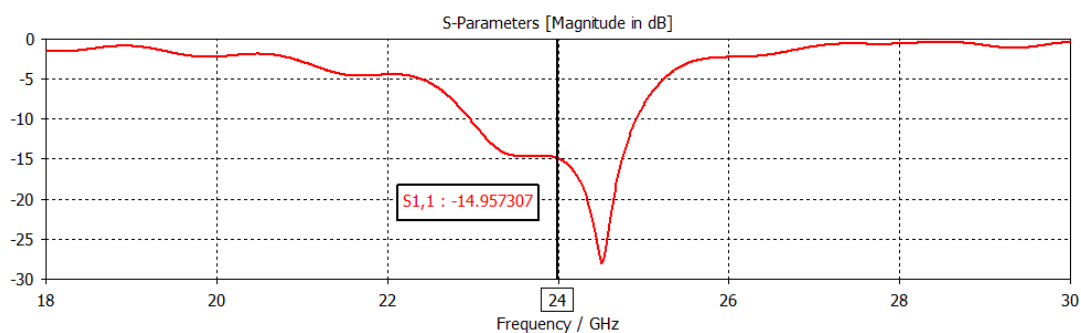


Ilustración 15- Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ para la frecuencia de operación

$$S_{1,1} = -14,953 \text{ dB}$$

Como el valor de $S_{1,1}$ es inferior a -10 dB, nuestra antena está adaptada.

En la anterior ilustración se puede observar que para una frecuencia superior se puede obtener un parámetro de reflexión mejor. En la siguiente figura comprobaremos cual es esta frecuencia.

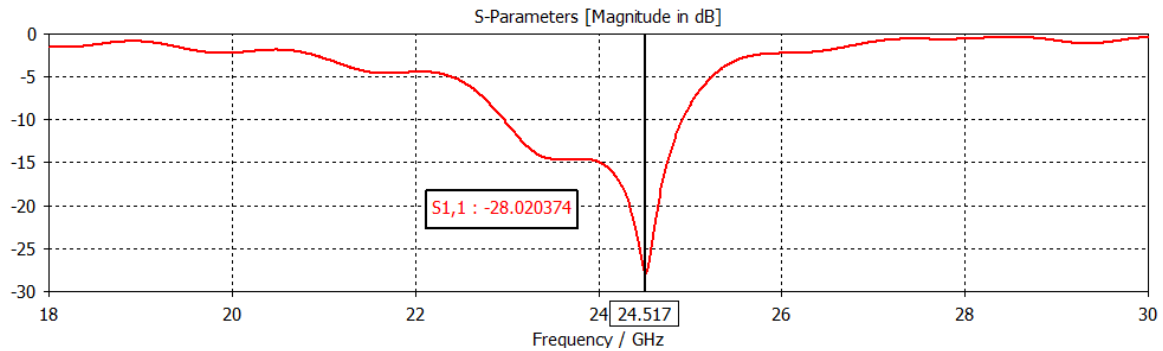


Ilustración 16- Representación del parámetro de reflexión para una frecuencia superior

El valor de la frecuencia a la que se obtiene un parámetro de reflexión mejor es para 24.51GHz.

2. Amplitud de la distribución de corriente en cada una de las ranuras, calculadas en V/m:

Para poder calcular la amplitud correspondiente a cada una de las ranuras, hemos tenido que colocar una sonda en el centro de cada ranura, pudiendo ver de esta manera la excitación que

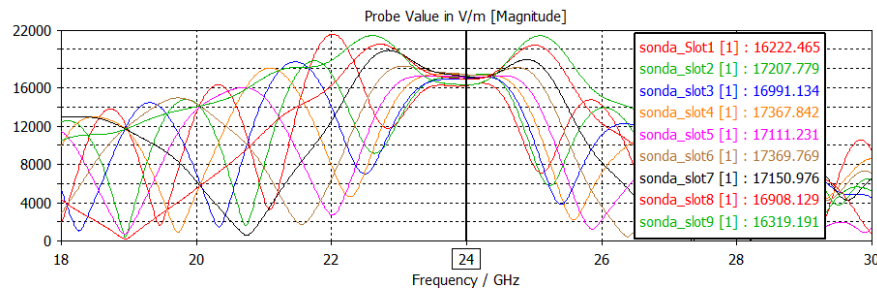


Ilustración 17- Representación de los valores de la amplitud en cada una de las ranuras, dependiendo de la frecuencia de operación

hay en cada una de ellas, en función de la frecuencia, de esta manera podemos comprobar en que frecuencias las amplitudes son más uniformes entre sí.

Como podemos observar en la representación, todas las amplitudes son uniformes en torno a los 17 000 V/m, para la frecuencia de operación, que en este caso son 24GHz. Únicamente disminuye un poco la amplitud para primera y la última ranura, que desciende hasta los 16 300 V/m. También se puede observar en la representación, que, para frecuencias distintas de operación, las amplitudes son muy diversas, y en ningún caso tan uniformes como para f_0 .

En este caso también se puede comprobar como para una frecuencia superior, en torno a 24.5GHz, todas las amplitudes excepto una, son más uniformes.

A continuación, vamos a normalizar los valores de las amplitudes con el objetivo de poder comparar estos valores con los obtenidos en los siguientes capítulos:

Guía onda rectangular		
Ranura	Amplitud (V/m)	Amplitud normalizada
#1	16220	0,934
#2	17209	0,991
#3	16991	0,978
#4	17370	1,000
#5	17113	0,985
#6	17372	1,000
#7	17152	0,987
#8	16910	0,973
#9	16318	0,939

Tabla 2- Valor de la amplitud de la corriente en cada una de las ranuras

3. Fase de las corrientes en cada una de las ranuras, en grados sexagesimales (°):

Al igual que podemos calcular el valor de la amplitud correspondiente a cada ranura gracias a las sondas, también podemos calcular la fase de corriente en cada una de las ranuras.

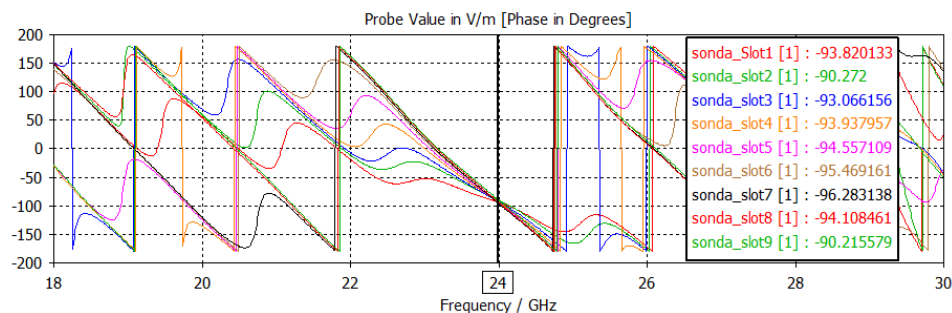


Ilustración 18- Representación de los valores de la fase de corriente en cada una de las ranuras, dependiendo de la frecuencia de operación

Como podemos observar en la representación, el valor de la fase de corriente es uniforme, ya que todas las fases tienen unos valores aproximados entre -90 y -96°, para la frecuencia de operación, en este caso 24 GHz. No podemos conseguir unos valores más uniformes que estos para cualquier otra frecuencia de operación.

4. Diagrama de radiación:

El diagrama de radiación obtenido tras la simulación de nuestra guía de ondas rectangular para la frecuencia de operación f_0 es el siguiente:

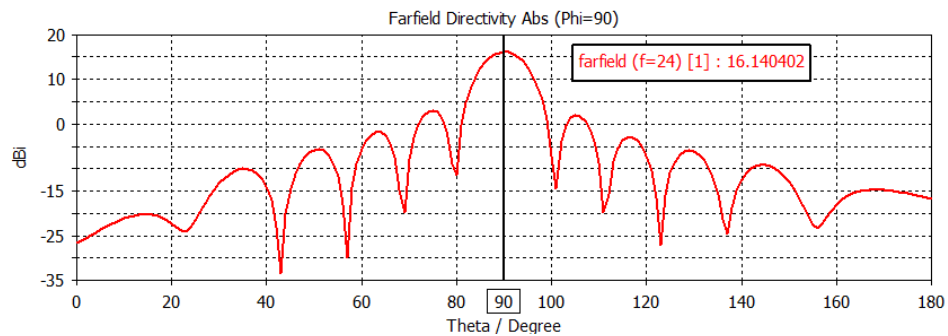


Ilustración 19- Diagrama de radiación en 2D

El software de simulación también nos permite poder representar el diagrama de radiación en 3D, sería de la siguiente manera:

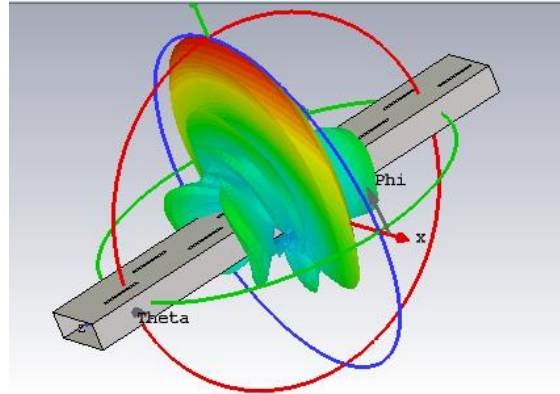


Ilustración 20- Diagrama de radiación de la guía de ondas rectangular en 3D

Mediante los marcadores podemos analizar las posiciones de los nulos, y con ello las amplitudes del lóbulo principal y de los secundarios.

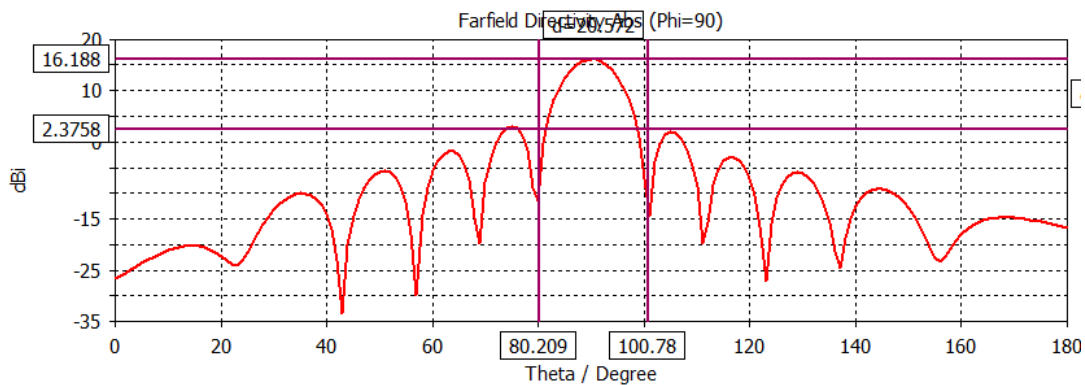


Ilustración 21- Diagrama de radiación con ejes de referencia para calcular otros datos importantes

De esta representación podemos obtener varios datos:

- Directividad de la antena = 16,188 dB.
- Ancho de haz entre nulos = $(90 - 80,21) + (100,8 - 90) = 20,6^\circ$.

Como podemos observar en el diagrama de radiación, el lóbulo principal tiene su máximo en 90° , lo que quiere decir que este diagrama de radiación es broadside, como ya indicábamos en el apartado 2.2.

Para comprobar si para una frecuencia superior de valor 24.45GHz se obtienen mejores resultados, hemos simulado el diagrama de radiación, siendo este la siguiente representación.

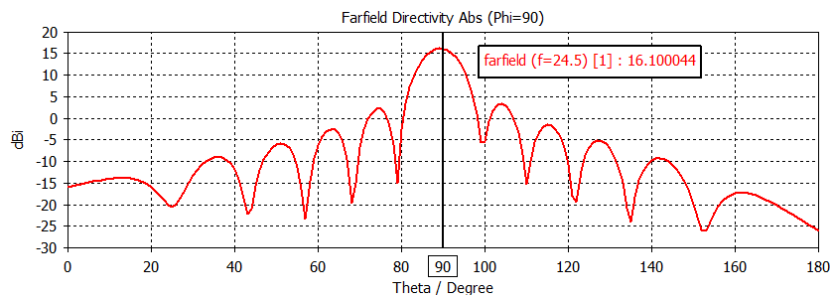


Ilustración 22- Representación del diagrama de radiación para una frecuencia de operación superior

Se puede apreciar que la directividad de la antena para esta frecuencia es ligeramente menor, de manera que no obtenemos ninguna mejora de radiación si trabajamos para una frecuencia superior, a pesar de que tanto la adaptación como la uniformidad de las amplitudes sean mejores.

5. Distribución del campo E a lo largo del eje Z:

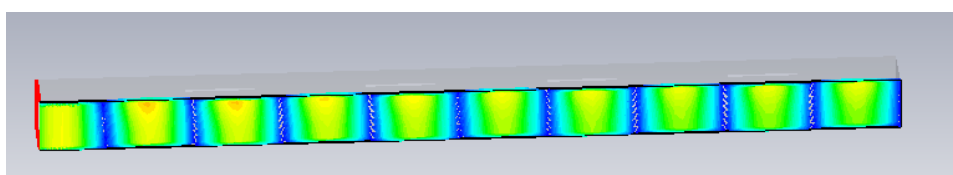


Ilustración 23- Representación de la distribución del campo E a lo largo del eje Z

Ahora representamos el campo en el interior de la guía con el objetivo de visualizar la onda estacionaria y comprobar que las posiciones de sus máximos coinciden con las de las ranuras. Como podemos observar en la representación anterior, según la distribución del campo E a lo largo del eje Z, los máximos de las ondas electromagnéticas coincidirían con la posición de las ranuras.

A continuación, se hace una comparativa de los máximos del campo E con respecto a las posiciones de las ranuras en el plano superior de la guía de ondas rectangular. Para poder hacer esta comparación tenemos que cambiar la pared superior ranurada por una pared PEC de las mismas dimensiones, pero sin ranuras, y estudiar el diagrama de onda estacionaria para ver donde están situados los máximos de la onda electromagnética. De esta manera podemos comprobar que las ranuras están situadas en la misma posición de los máximos.

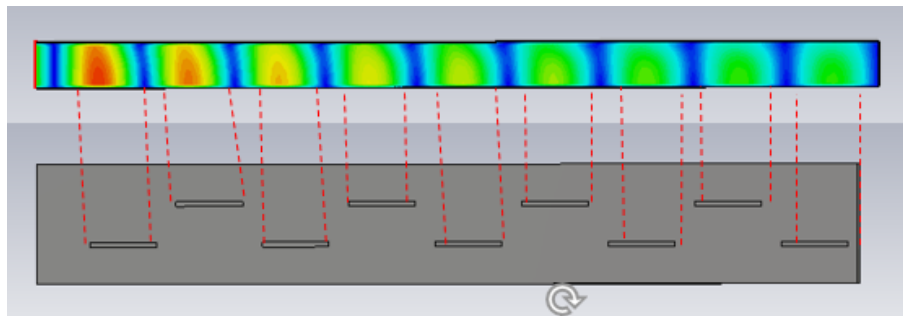


Ilustración 24- Máximos del campo E en la plano vertical relacionado con su ranura correspondiente

Tal y como podemos observar en la tabla 1, la posición del centro de cada ranura en el eje Z, se corresponde con la posición de los máximos de la onda estacionaria. Así como la distancia entre dos máximos coincide con la distancia entre ranuras calculada de manera teórica, esta distancia es de: $\frac{\lambda_g}{2}$.

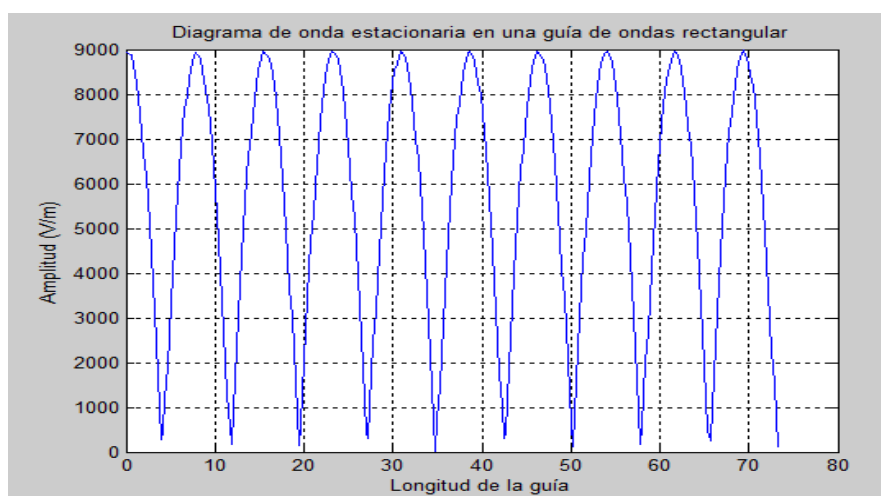


Ilustración 25-Diagrama de onda estacionaria

2.5 Conclusiones

El diseño de antenas de arrays de ranuras con una distribución de amplitudes y fases uniformes, es una solución muy buena cuando queremos conseguir la mayor directividad posible. Conseguimos que nuestra antena sea “broadside” debido a que no hay ningún cambio de fase en ninguna de las ranuras de nuestro array, además de que como ya hemos dicho las amplitudes son uniformes, que nuestra antena sea “broadside” quiere decir que la dirección de máxima radiación apunta a 90° , además para que sea “broadside” se tiene que cumplir que no haya ningún grating lobe en el diagrama de radiación. Los grating lobes son máximos de radiación en direcciones diferentes a la de broadside, esto ocurre cuando la distancia entre los elementos de la antena es grande. Además, debido a que nuestras amplitudes son uniformes, la antena es más directiva, el lóbulo principal es más estrecho y los lóbulos secundarios más altos. Pero si estas amplitudes no fueran uniformes, tendríamos un lóbulo principal más ancho y unos lóbulos secundarios más bajos. También cabe destacar que para los arrays en los que las amplitudes son uniformes, es más fácil predecir los grating lobes que para los arrays donde las amplitudes no son uniformes.

De manera que tras simular nuestra guía onda rectangular ranurada hemos obtenido los siguientes resultados:

GUÍA ONDA RANURADA	
Parámetro de reflexión (dB)	-14,95
Amplitudes	Uniformes
Fases	Uniformes
Amplitud lóbulo primario (dB)	16.14
Relación lóbulo principal-secundario (dB)	13

Tabla 3- Resultados simulación guía onda rectangular

Como se puede observar en la tabla, la antena estaría adaptada ya que su parámetro de reflexión es inferior a -10dB. Tanto las amplitudes como las fases son uniforme, por lo que se cumple uno de los objetivos de diseño de la guía onda. Y finalmente, en cuanto a los resultados obtenido del diagrama de radiación, obtenemos un valor alto de la amplitud del lóbulo primario, así como un SLL (“Side lobe level”, relación lóbulo primario-secundario) alta, esto nos quiere decir que la directividad es máxima en la dirección de radiación, en este caso a 90° , por lo que se confirma que la antena es “broadside”. Cabe destacar de esta tabla la relación de lóbulo principal-secundario (SLL) que es de 13dB, el cual es el valor esperado para una distribución uniforme.

Las principales agrupaciones de las guías ranuradas son las siguientes: sistemas radar, sistemas de navegación y detección, enlaces terrestres de alta velocidad, etc.

Capítulo 3

3. Tecnología Gap Waveguide

3.1 Definición

Las guías de onda rectangulares metálicas huecas son comúnmente usadas para realizar antenas de bajas pérdidas para frecuencias que se encuentran entre los 3-30GHz. De manera que para unas frecuencias por encima de los 30GHz existen problemas de fabricación debido a las pequeñas dimensiones de la guía.

Las estructuras huecas pueden ser fabricadas en dos partes que se unen, pero aun así hay grandes e importantes problemas para asegurar un buen contacto eléctrico entre ambas uniones. Estas guías de onda huecas actúan como unos medios de transmisión de pérdidas muy bajas, lo que es muy positivo para su elección, pero además de la desventaja del mal contacto eléctrico hay que destacar su mala integración con componentes activos y la dificultad de fabricación. Todo esto se puede traducir en un alto coste.

Las estructuras de guías de onda planas, como pueden ser las líneas Coplanares o Microstrip, son frecuentemente elegidas debido a su gran habilidad de integración y a su simplicidad de fabricación. Pero sufren grandes pérdidas por varias razones como puede ser el aumento de la frecuencia o la presencia de resonancias cuando se encapsulan, lo que hace que disminuya su rendimiento. Además de estas desventajas también hay que destacar la reducción de la capacidad para manejar la potencia cuando la frecuencia aumenta.

Por consiguiente, es necesario desarrollar nuevas tecnologías de guía de onda capaces de soportar altas frecuencias, lo que es igual a longitudes de milimétricas o inferiores, con las mínimas pérdidas posibles.

Actualmente existen un tipo de guías onda con el objetivo de ser usadas para altas frecuencias. Estas guías son llamadas “Substrate integrated waveguide” (SIW), debido a que están hechas en el sustrato de una placa de circuito impreso (PCB) mediante el uso de agujeros metalizados a través de las paredes. Pero estas guías sufren muchas pérdidas debido al sustrato, y el uso de agujeros metalizados representa una complicación que puede ser cara de fabricar. Por estas razones, no usaremos las guías SIW para la realización de nuestro proyecto.

Recientemente, un nuevo tipo de guía de onda basada en superficies artificiales ha sido propuesta. Esta es la llamada tecnología de guía de onda Gap, Gap Waveguide, inventada por el profesor Per-Simon Kidal en la Universidad Tecnológica de Chalmers (Suecia). Dicha tecnología está centrada en el guiado de las ondas y es muy importante para la realización de circuitos y componentes en altas frecuencias, estas frecuencias están en el rango desde los 30GHz hasta los THz. Como hemos podido comprobar anteriormente, en estos rangos de frecuencias no hay ninguna tecnología en la actualidad que pueda aportar una gran eficiencia con respecto a su rendimiento y la dificultad de fabricación.

La tecnología Gap Waveguide fue diseñada para ser una alternativa a las tradicionales guías de onda huecas para longitudes de onda milimétricas y menores. Estas guías de onda están realizadas mediante dos planos conductores eléctricamente perfectos (PEC) paralelos, sin que haya ningún contacto entre ellos. Esto se puede conseguir mediante el uso de una textura o una estructura multicapas en una de las dos superficies, también llamada “bed of nails”, la cual es una estructura en forma de matriz de pines separados periódicamente. El uso de esta última estructura es muy interesante, ya que, si la altura de los pines es aproximadamente $\lambda/4$, se crea una región de alta impedancia, y hace que el plano donde estén colocadas se comporte como un conductor magnético perfecto.

Esta nueva tecnología representa una nueva alternativa atractiva debido a varias razones:

- Tecnología de bajo coste, ya que no son necesarias las uniones entre planos conductores, esto también facilita su fabricación.
- Bajas pérdidas con altas frecuencias, no requiere la utilización de materiales dieléctricos en su interior.
- Fácil integración de componentes activos.
- Elimina problemas de resonancias.
- Alto rendimiento de transmisión para la banda de frecuencias utilizado (30 GHz-THz).
- No tiene problemas de empaquetamiento, la estructura en sí misma le aporta el empaquetamiento. [11]

Para evitar la propagación de ningún modo, la separación de ambas placas tiene que ser menor de $\lambda/4$. Para que se pueda propagar una señal electromagnética se tiene que crear un recorrido en una de las placas dentro de la guía, según como sea este recorrido y como se implemente, se pueden producir distintas configuraciones de Gap Waveguide.

Dicho esto, se podrían destacar dos características importantes de la tecnología Gap Waveguide:

- Siempre que el espacio entre los conductores eléctricos y magnéticos perfectos sea menor que $\lambda/4$, la onda sólo se podrá propagar en la dirección que le deje la guía, y no podrá hacerlo en cualquier otra dirección del espacio.
- Las ondas que se propagan entre ambos conductores, seguirán la dirección de propagación de las tiras PEC.

La primera configuración de esta tecnología fue la llamada “Ridge Gap Waveguide” [12]. En esta estructura las ondas siguen una dirección impuesta por el “ridge” (hilera continua de pines), y toda la propagación de ondas en otra dirección esta “prohibida”. Esto “prohibición” se consigue alcanzando una alta impedancia en la superficie donde se encuentra la “bed of nails” a ambos lados del ridge.

Otra implementación posible de esta tecnología se obtiene mediante la colocación de circuitos Microstrip, esto es que sobre la “bed of nails” se coloca un sustrato y sobre esta la línea conductora. De esta manera conseguimos que la onda se propague entre este conductor y la placa superior.

Finalmente, una última implementación de esta tecnología es la conocida como “Groove Gap Waveguide”, la cual es objetivo de estudio de este proyecto. En este caso, se crea una guía en medio de la “bed of nails”, por donde se propagará la onda que estará encerrada por los pines y la placa superior. A este espacio por el que se propaga la onda, se le llama “Groove”. Las condiciones de contorno para el campo dentro del Groove serán las mismas que las dadas por las cuatro paredes metálicas de las guías huecas, pero con el equivalente de una banda conductora magnética en cada una de las esquinas entre la pared horizontal superior y las dos paredes metálicas verticales. [13] Por lo tanto, se espera que la Groove permita la propagación de los mismos modos que las guías de ondas rectangulares huecas, es decir, con una frecuencia de corte dada por las dimensiones del Groove.

La principal diferencia que existe entre la tecnología Groove Gap Waveguide y las tradicionales guías de onda rectangulares es que no existe la necesidad de contacto eléctrico entre la placa superior e inferior que constituyen la guía de onda. Esta es una clara ventaja para las altas frecuencias, como es la frecuencia de operación de este trabajo 24GHz, cuando se tienen que diseñar los filtros de la cavidad y otros componentes los cuales requieren de la fabricación de una guía de onda compuesta de dos piezas, y que consecuentemente requieren de un gran número de pines para asegurar una buena conductancia y evitar pérdidas.

A continuación, muestro una figura donde se representan las tres posibles configuraciones de la tecnología Gap Waveguide:

- Ridge Gap Waveguide:
- Microstrip Gap Waveguide:
- Groove Gap Waveguide:

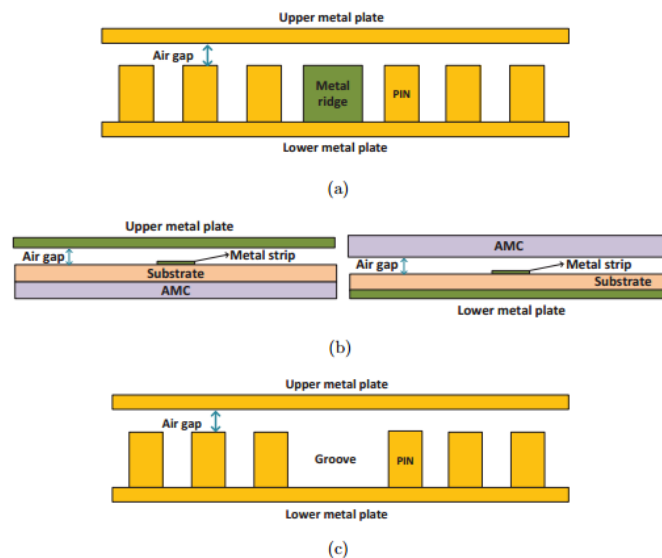


Ilustración 26-Configuraciones de la tecnología Gap Waveguide, siendo a) Ridge Gap Waveguide, b) Microstrip Gap Waveguide y c) Groove Gap Waveguide

Para que tengamos una idea de cómo son este tipo de tecnologías, mostraremos a continuación una serie de ejemplos de cada una de ellas. [14] [15]

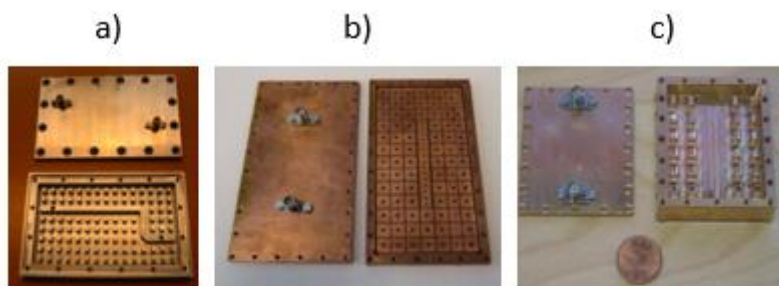


Ilustración 27- Ejemplos reales de las tecnologías Gap: a) Ridge Gap Waveguide , b) Microstrip Gap Waveguide y c) Groove Gap Waveguide.

Para nuestro proyecto, utilizaremos la tecnología Groove Gap Waveguide, justificada anteriormente, y realizaremos una comparación para determinar la diferencias y similitudes entre esta nueva tecnología y la guía de ondas rectangular hueca del capítulo 2. En ambos casos usaremos la misma frecuencia de operación, 24GHz.

Para poder comparar ambos casos nos centraremos en los siguientes parámetros:

- Parámetro de reflexión.
- Amplitud de la corriente eléctrica en cada una de las ranuras.
- Diagrama de radiación:
 1. Anchura de haz.
 2. Relación del lóbulo principal-secundario.

3.2 Estructura guía de onda Groove Gap Waveguide equivalente

Para poder realizar nuestra estructura de la guía adaptándola a la nueva tecnología Groove Gap Waveguide, tendremos que eliminar tanto las paredes laterales de nuestra guía de ondas rectangular como la pared final de esta. En su lugar colocaremos las filas de pines, también llamadas “bed of nails”, que actuarán de la misma manera que las paredes, pero con el riesgo de que pueda cambiar algún parámetro de la antena. Esta es una de las cosas que realizaremos en este apartado, una comparación entre ambas estructuras para determinar si este cambio aporta una equivalencia entre ambas tecnologías sin que los resultados empeoren, al menos que una sea tan buena como la otra.

En el lugar de las paredes laterales colocaremos unas filas de pines, separados la misma distancia una fila de la otra. En cada fila los pines estarán colocados de manera periódica, para conseguir así el efecto deseado. La altura de estos pines está definida por la frecuencia de operación que estemos usando, esta debe ser aproximadamente $\lambda/4$, consiguiendo así que el conductor eléctrico perfecto se convierta en un conductor magnético perfecto.

$$\lambda = \frac{c}{f} = 12,5 \text{ mm}$$

$$\text{altura} = \frac{\lambda}{4} = 3,125 \text{ mm}$$

Si la altura de los pines fuera menor que $\frac{\lambda}{4}$, no se cumpliría la condición, y la “bed of nails” sería un conductor eléctrico perfecto (PEC), en vez de un conductor magnético perfecto (PMC) que es en lo que se basa la tecnología Gap Waveguide para crear las paredes laterales, confinando así las ondas electromagnéticas dentro de la guía.

Para conseguir y demostrar que nuestra estructura de guía de onda en la tecnología Groove Gap Waveguide es equivalente a la estructura de la guía de onda rectangular calculada en el capítulo 2, compararemos primero los diagramas de onda estacionaria, y posteriormente los diagramas de dispersión.

3.2.1 Diagramas de onda estacionaria:

Para poder comparar los diagramas de onda estacionaria, necesitamos cambiar la pared ranurada superior de las guías por una pared lisa, sin ninguna ranura. De esta manera no tenemos ninguna pérdida debido a las ranuras, ya que no se pierde potencia por ellas. Para poder hacer estas comparaciones, hemos usado una herramienta muy buena de software matemático, el cual es Matlab. Para ello hemos exportado los valores del campo E del plano del

eje central de la guía, a un archivo .txt desde el software CST para poder trabajar con ello en Matlab.

Como ya hemos indicado anteriormente, primero vamos a comparar los diagramas de onda estacionaria para la guía de ondas rectangular tradicional, y la guía de ondas en tecnología Groove Gap Waveguide, ambas con la pared superior entera, sin ninguna ranura.

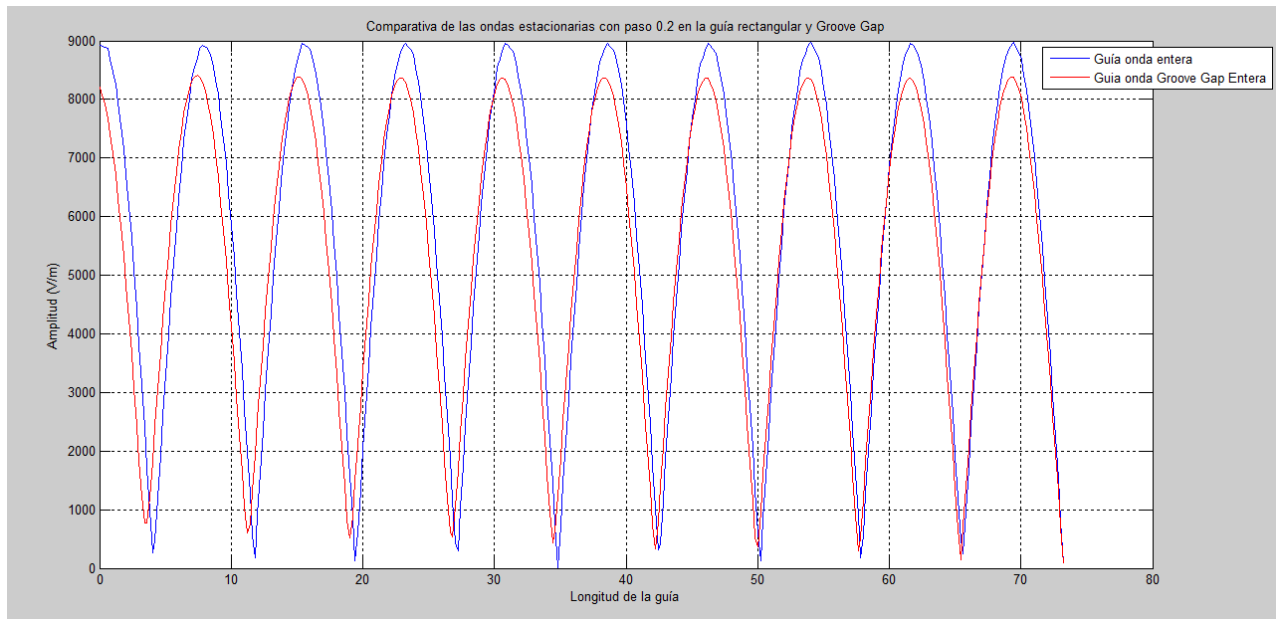


Ilustración 28- Comparativa entre la onda estacionaria de la guía onda rectangular (azul), con la guía onda en tecnología Groove Gap Waveguide (rojo)

En la figura 28, se puede observar que ambas ondas son prácticamente iguales, únicamente la amplitud y la longitud de la onda guiada son ligeramente mayores en la guía de ondas tradicional, pero dicha diferencia no tiene relevancia para el estudio. La parte importante de esta comparación, es donde se producen los máximos y la periodicidad de la onda, y como se puede comprobar ambas prácticamente coinciden. En consecuencia, podemos afirmar que nuestra guía de onda en tecnología Groove Gap Waveguide, es equivalente a la guía onda rectangular tradicional. Para las comparativas hemos usado una “bed of nails” compuesta por una fila de pines, es decir que la guía de onda en tecnología Groove Gap Waveguide tiene una fila de pines.

Cabe destacar de la figura anterior la posición en la que están situados los máximos, ya que, si nos fijamos, nuestras ranuras están situadas justamente en la misma posición que ellos. La distancia entre cada máximo es de $\lambda g/2$, la misma distancia que hay entre cada ranura en nuestras guías de onda ranurada, así como entre el inicio de las guías y la primera ranura, tanto en la tradicional como en la de la tecnología Groove Gap Waveguide.

Además, como indicamos en el apartado 2.2, hemos colocado la pared final de la guía a una distancia $\lambda g/4$ de la última ranura, para conseguir que la guía de ondas termine en un cortocircuito, evitando así que disminuya la intensidad de radiación y que la reflexión de la onda

sea total. Como se puede apreciar en la figura anterior, ambas ondas estacionarias comienzan en un mínimo y además el primer máximo se encuentra a $\lambda g/4$, esto se debe al cortocircuito final (ya sea la pared metálica o las filas de pines), de manera que se puede afirmar que este es correcto y que las dimensiones de ambas guías son las adecuadas y equivalentes.

En las siguientes figuras, vamos a comparar los diagramas de onda estacionaria entre las guías con la pared superior entera, sin ninguna ranura, y las que tienen dicha pared ranurada, para ambos casos tanto en la nueva tecnología Groove Gap Waveguide como para la tecnología tradicional de ondas guiadas rectangulares. El objetivo de esta comparación es ver el efecto que tienen las ranuras sobre el campo eléctrico, mediante el diagrama de onda estacionaria.

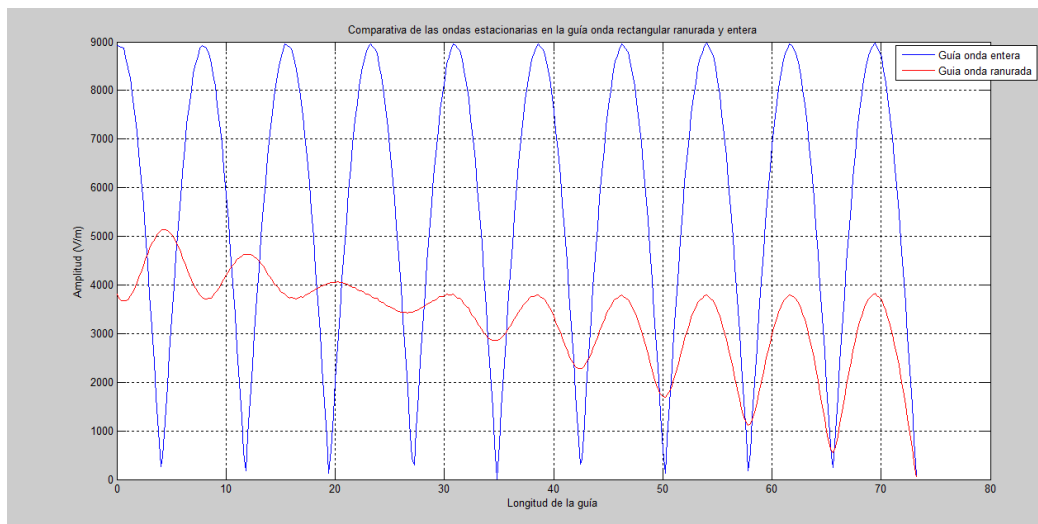


Ilustración 29-Comparativa de las ondas estacionarias en las guías de ondas rectangular tradicional con la pared superior entera y ranurada

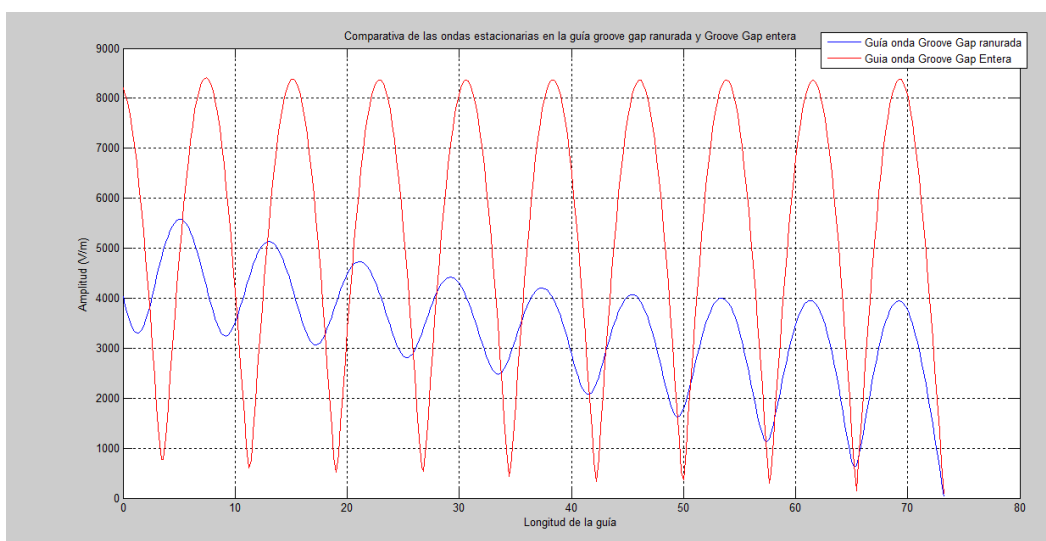


Ilustración 30-Comparativa de las ondas estacionarias en la guía Groove Gap Waveguide con la pared superior entera y ranurada

Como se puede observar, la primera diferencia la encontramos en la amplitud de las ondas, ya que en las guías ranuradas, la amplitud tiene un valor casi de la mitad con respecto a las guías anteras. Además de la diferencia de amplitud, también cabe destacar, el desplazamiento de los máximos según nos vamos alejando del cortocircuito. Únicamente coinciden los primeros máximos, pero tras el cuarto ya no vuelven a coincidir. Ambas diferencias se deben a la pérdida de energía que se disipa por las ranuras.

3.2.2 Diagramas de Dispersión:

Como sabemos, los diagramas de dispersión representan los modos que se propagan dentro de la guía de ondas, representan la frecuencia ω en función de la constante de propagación β , dentro de dichas guías se confinan las ondas electromagnéticas, y únicamente se propagan los modos TE y TM. El modo TE_{10} es el primer modo propagante, ya que tiene la frecuencia de corte más baja y se cumple la condición de que $f_c < f$, de manera que la primera curva que veamos representada en el diagrama de dispersión será la correspondiente a este modo, al cual también se le puede llamar modo dominante. En el proyecto usaremos el primer modo de propagación, el modo TE_{10} , para hacer todas las simulaciones.

Normalmente el siguiente modo en propagarse es el TE_{01} o TE_{20} , a este se le llama modo propagante inmediatamente superior. Todos aquellos modos en los que la condición anterior no se cumpla, serían modos evanescentes, para estos modos no hay propagación, solo atenuación.

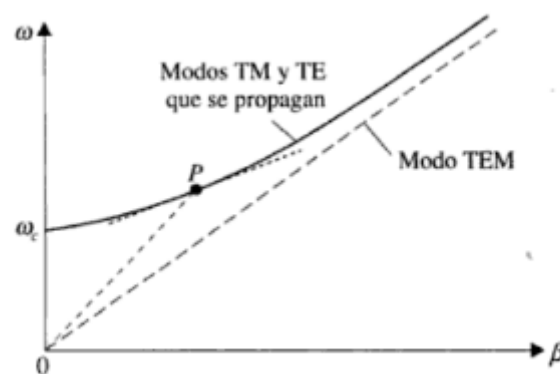


Ilustración 31-Diagrama de dispersión, gráfica de ω e función de β

Como se puede ver en la ilustración anterior, también se pueden representar en el diagrama de dispersión los modos TEM, dichos modos no existen en guías de onda convencionales, sino en guías de transmisión, no tienen frecuencia de corte y necesitan que existan dos conductores no conectados en la guía.

Para cada modo, su diagrama de dispersión comienza en la frecuencia de corte w_c . La velocidad de fase de un modo, para la frecuencia fijada, es la velocidad a la que cualquier componente en frecuencia de una onda se puede propagar. [16] La relación entre la velocidad de fase y la frecuencia viene dada de la siguiente manera:

$$vf = \frac{w}{\beta}$$

Esta relación coincide con la pendiente de la línea que une el punto del diagrama del modo y la frecuencia correspondientes. Podemos relacionar la constante de propagación β , con la longitud de onda dentro de la guía λ_g con la fórmula siguiente:

$$\beta g = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

El parámetro λ_g es muy importante, ya que como comprobamos en los diagramas de onda estacionario, de él depende la posición de las ranuras es nuestra guía de onda.

Para poder analizar los diagramas de dispersión, y así comprobar que nuestra guía de onda en tecnología Groove Gap Waveguide es equivalente a la guía de onda rectangular tradicional, tenemos que simular estructuras periódicas. Para ellos simularemos tres estructuras diferentes que serán las siguientes:

- Dos placas PEC paralelas con una distancia “b” de separación entre ellas, y un pin a cada lado con altura mayor de $\lambda/4$.
- Dos placas PEC paralelas con una distancia “b” de separación entre ellas, y cuatro pines colocados dos a dos en cada lado de la estructura.
- Guía onda rectangular.

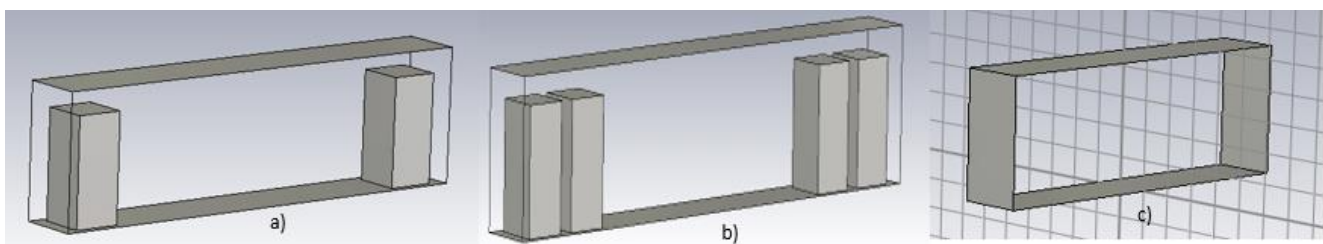


Ilustración 32- Estructuras periódicas : a) dos placas PEC paralelas con una fila de 1 pin de altura mayor de $\lambda/4$ a cada lado, b) dos placas PEC paralelas y dos filas de pines a cada lado y c) guía onda rectangular

A continuación, vamos a representar los diagramas de dispersión para cada una de las estructuras indicadas anteriormente, comprobando así que nuestra estructura de guía de onda en tecnología Groove Gap Waveguide es equivalente a una guía de onda rectangular tradicional, y demostrando la importancia de que la altura de los pines de la “bed of nails” sea mayor que $\lambda/4$, convirtiendo así la parte superior de la placa inferior en una PMC, en vez de PEC.

A) Dos placas PEC paralelas con una distancia “b” de separación entre ellas, y un pin a cada lado con altura mayor de $\lambda/4$:

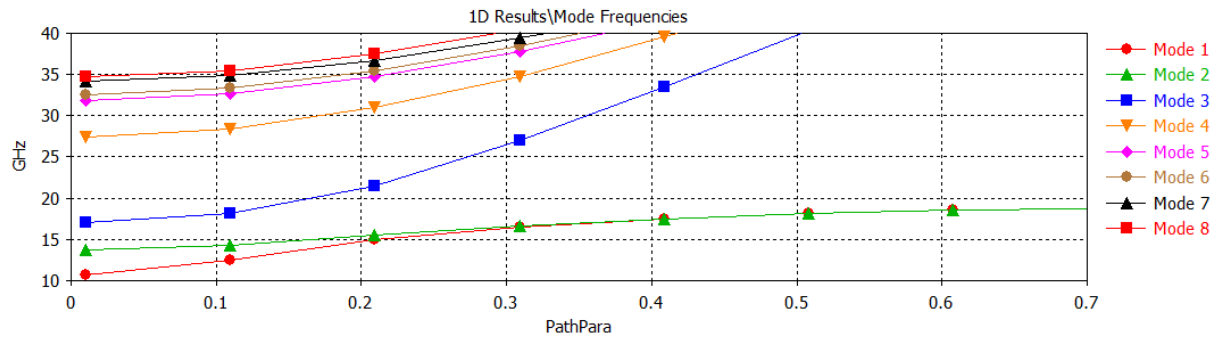


Ilustración 33- Diagrama de dispersión de dos placas PEC paralelas con una fila de 1 pin de altura mayor de $\lambda/4$ a cada lado

Como se puede observar en la figura anterior, se transmiten modos TEM para frecuencias inferiores a la de corte, y estos se van al corte a frecuencias inferiores a 24GHz que es la frecuencia de operación. A partir de la frecuencia de corte solamente se transmite modos TE y TM, siendo el primero el modo fundamental, el modo TE_{10} .

Estos modos TEM aparecen ya que no tenemos paredes laterales físicas, sino que los pines actúan como ellas entonces hasta que no se alcanza la frecuencia de corte, la longitud de onda es superior, los pines no equivaldrían a las paredes laterales por lo que las ondas electromagnéticas no estarían guiadas por dentro de la guía. Pero una vez se alcanza esta frecuencia, los pines se convierten en un conductor PMC confinando las ondas electromagnéticas al interior de la guía, evitando así que se propaguen los modos TEM, y permitiendo que se propaguen únicamente los modos TE y TM, como ya hemos indicado anteriormente.

B) Dos placas PEC paralelas con una distancia “b” de separación entre ellas, y cuatro pines colocados dos a dos en cada lado de la estructura:

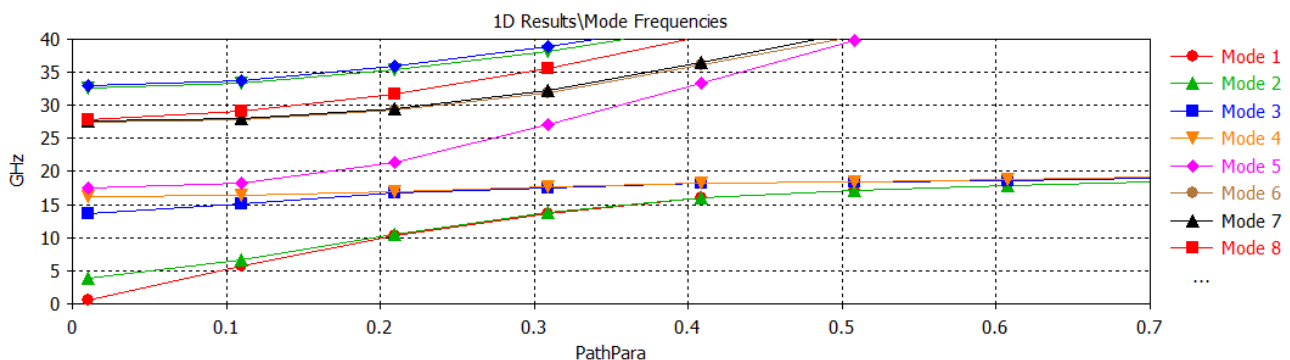


Ilustración 34- Diagrama de dispersión de dos placas PEC paralelas con una fila de 2 pines a cada lado de altura mayor de $\lambda/4$

Al igual que para el apartado anterior, en el que explicábamos lo que ocurría en la figura 33, en esta ocurre exactamente lo mismo. Se transmiten modos TEM hasta la frecuencia de corte, y tras esta únicamente se transmiten los modos TE y TM, también se puede observar como estos modos TEM van al corte de la frecuencia de operación. Al igual que ocurría en el caso anterior el primer modo propagante es el TE_{10} .

C) Guía onda rectangular:

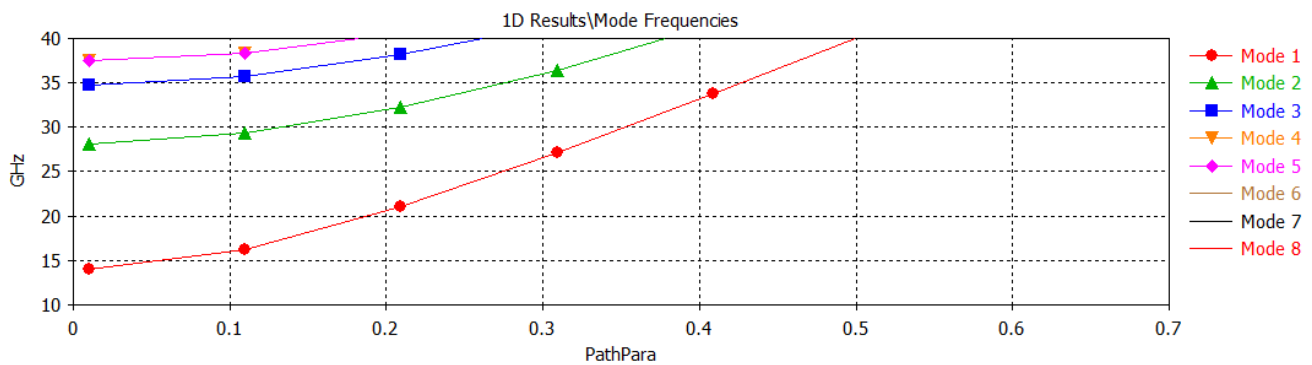


Ilustración 35- Diagrama de dispersión de una guía onda rectangular

Como se puede comprobar en la ilustración 35, el primer modo en propagarse es el TE_{10} , a la frecuencia de corte. En este caso, no se transmite ningún modo TEM antes, cumpliéndose de esta manera lo explicado anteriormente.

Si nos fijamos en el valor del modo TE_{10} a la frecuencia de operación, 24GHz, para cada uno de los casos anteriores, que se muestra en la siguiente ilustración. Podemos comprobar que este valor coincide en los tres casos, siendo el valor de esta en torno a 0.257, afirmando que las guías de onda en la tecnología Groove Gap Waveguide son equivalentes a la guía de ondas rectangular tradicional.

Tras estas comparaciones mediante los diagramas de onda estacionaria y dispersión, podemos considerar que nuestra guía de ondas en la tecnología Groove Gap Waveguide, es equivalente a la guía de onda rectangular tradicional estudiada en el capítulo anterior.

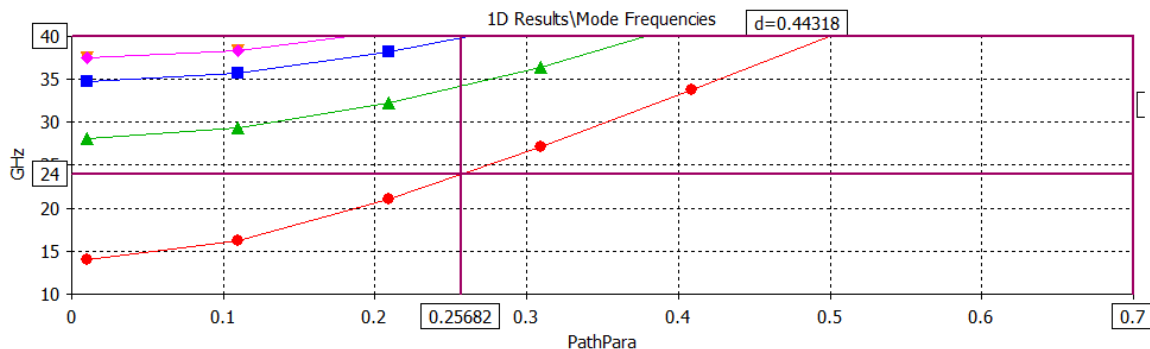


Ilustración 36- Valor de la constante de propagación del modo TE_{10} para una estructura periódica de guía de ondas rectangular de dimensiones a x b

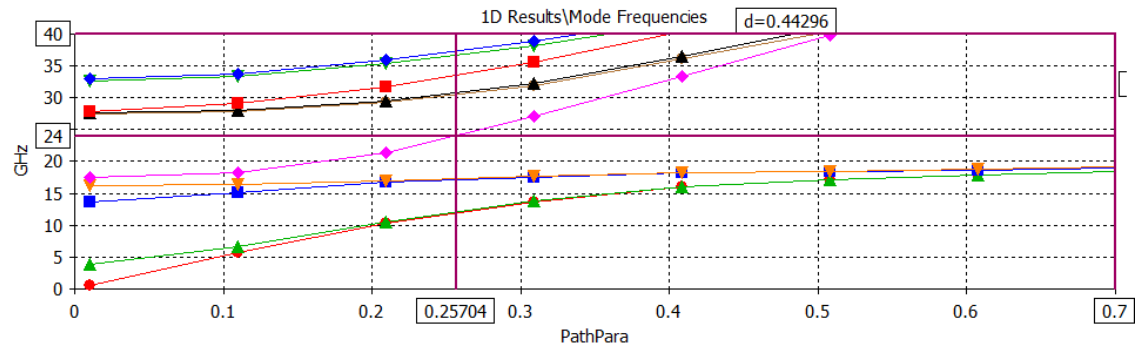


Ilustración 38- Valor de la constante de propagación del modo TE₁₀ para una estructura periódica de dos placas PEC paralelas con dos filas de pines a cada lado de altura mayor a $\lambda/4$

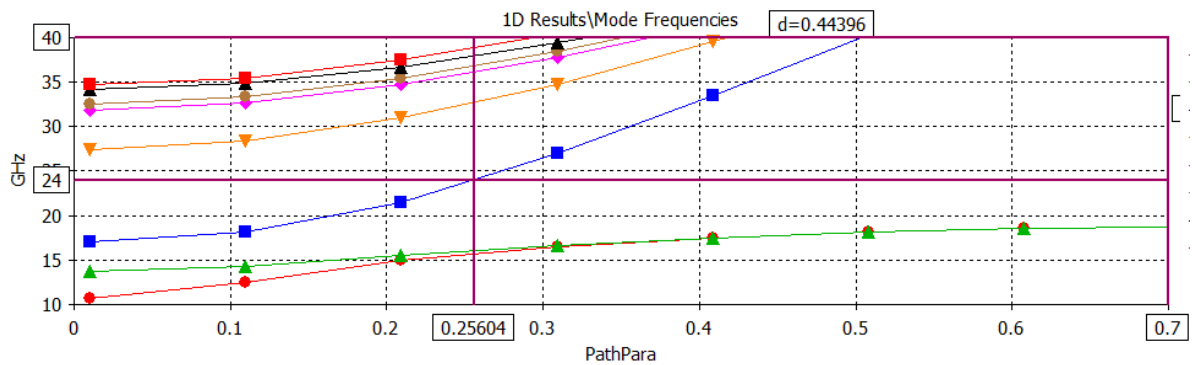


Ilustración 37-Valor de la constante de propagación del modo TE₁₀ para una estructura periódica de dos placas PEC paralelas con una fila de un pin a cada lado de altura mayor a $\lambda/4$

Además de estos dos métodos, podemos comprobar como para los dos casos de “bed of nails” posibles, el campo E se confina de igual manera a lo largo de la guía que para el caso de la tecnología convencional de guiado de ondas.

En las siguientes figuras se van a representar los campos eléctricos del modo TE_{10} para cada una de las guías, primero para la guía de ondas rectangular del apartado anterior, y posteriormente para la guía de ondas en la tecnología Groove Gap Waveguide en dos casos particulares, utilizando una o dos filas de pines como paredes laterales.

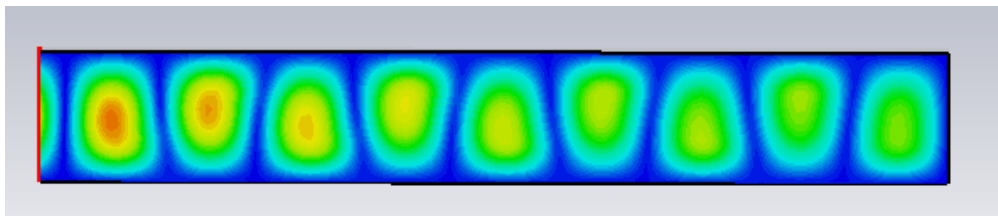


Ilustración 39- Distribución del campo eléctrico en el modo TE₁₀ para una guía de onda rectangular

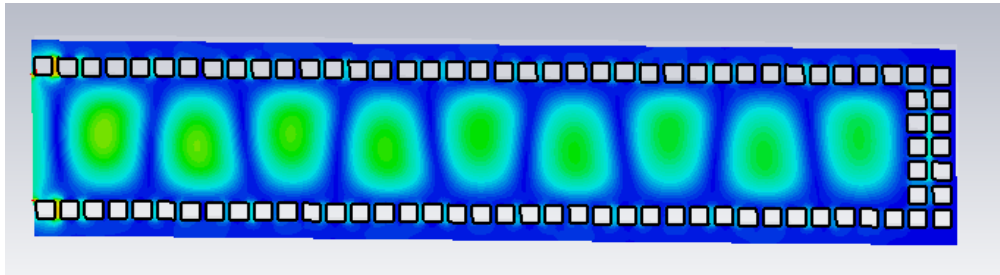


Ilustración 41-Distribución del campo eléctrico en el modo TE_{10} para una guía de onda en la tecnología Groove Gap Waveguide con una fila de pines

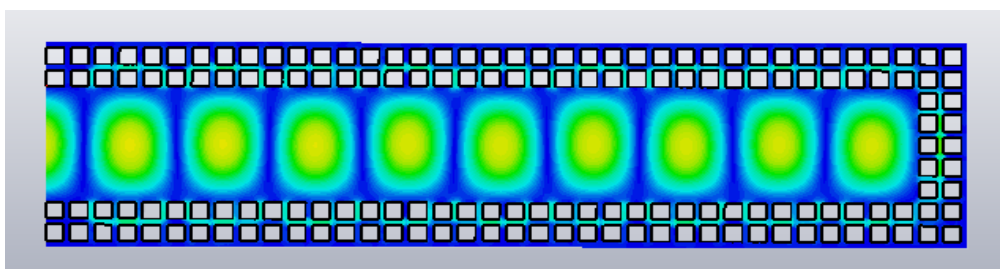


Ilustración 40-Distribución del campo eléctrico en el modo TE_{10} para una guía de onda en la tecnología Groove Gap Waveguide con dos filas de pines

Se puede observar el efecto de las filas de pines, que actuando como paredes de la guía, confinan al campo eléctrico del modo TE_{10} en su interior. Cabe destacar la comparación entre las guías de la tecnología Groove Gap Waveguide la diferencia entre la “bed of nails” de una fila de pines, con la de dos. Porque cuando tenemos una sola fila, podemos observar cómo parte del campo eléctrico la traspasa, y se pierde, pero en cambio cuando tenemos dos filas, el campo puede traspasar la primera, pero ya que supere también la segunda fila es muy difícil. Por consiguiente, al usar dos filas de pines en la “bed of nails”, evitamos que se pierda más energía, aunque en ambos casos, esta pérdida es mínima y prácticamente insignificante.

Se puede confirmar la equivalencia entre una guía convencional y la guía equivalente Groove. Por lo que podemos afirmar que se está cumpliendo el objetivo final de diseñar un array en esta nueva tecnología como el que fue diseñado en el capítulo anterior.

A continuación, mostramos un ejemplo de las dimensiones genéricas de la estructura de la guía Groove Gap Waveguide para el caso de que, en las paredes, la “bed of nails” estuviera compuesta de dos filas. [17] Para los casos de más o menos filas, habría que añadirseles o quitárselas, dejando siempre el espacio necesario entre ellas.

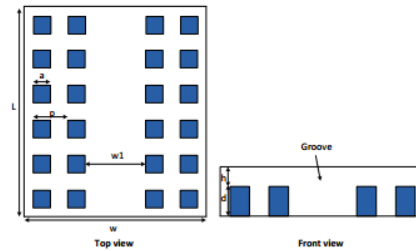


Ilustración 42- Estructura guías de onda de la tecnología Groove Gap Waveguide

Para nuestros pines, aproximaremos la altura a 3,5 mm. De esta manera, las dimensiones de nuestros pines serán las siguientes:

- Altura = 3,5 mm.
- Lado = 1,5 mm.
- Separación entre los centros de los pines = 2 mm.
- Gap = 0,818 mm.

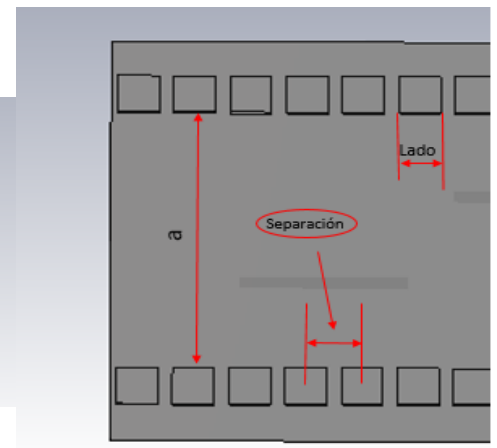
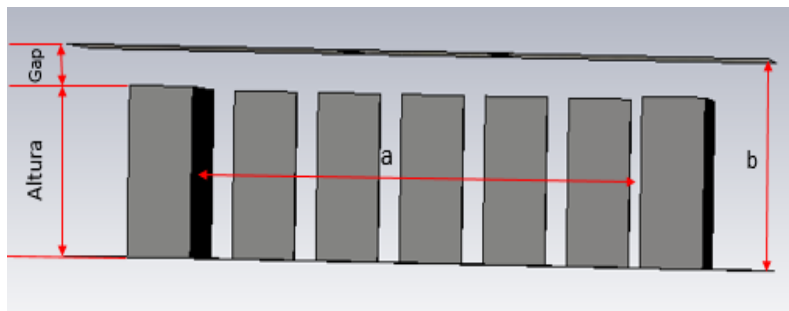


Ilustración 43- Estructura de nuestra guía de ondas y de sus pines en la tecnología Groove Gap Waveguide

A continuación, calcularemos el diagrama de dispersión para este tamaño de pines, de esta manera conoceremos el rango de frecuencias en el que no se propaga ningún modo.

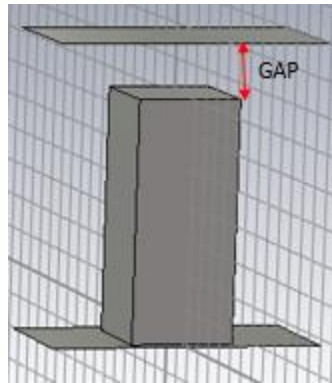


Ilustración 44- Estructura de un pin, indicando el gap

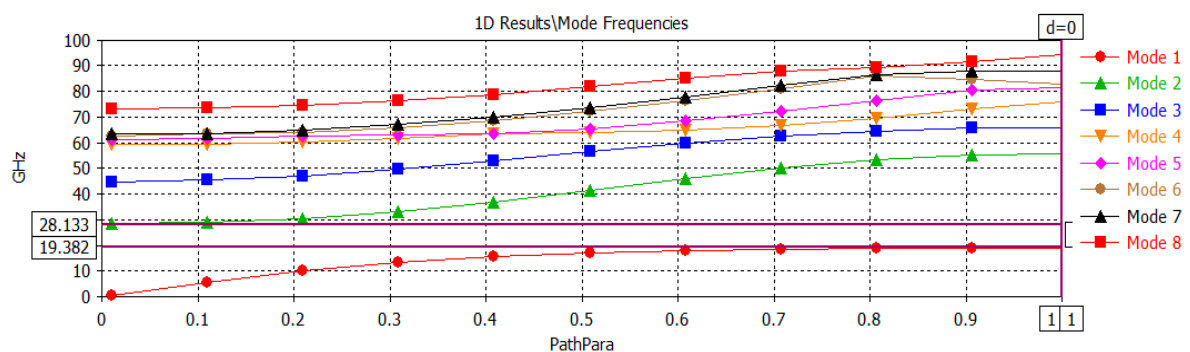


Ilustración 45- Diagrama de dispersión para la estructura de pines

Como podemos apreciar en la anterior ilustración, el rango de frecuencias entre 19,4 GHz y 28,2GHz no se propaga ningún modo, teniendo la frecuencia de trabajo dentro de este rango. Este rango de frecuencias se denomina “stopband”, y depende del tamaño del gap, esto es del espacio que hay entre el pin y la placa superior. Cuanto más grande sea el tamaño del gap, más reducido será el “stopband”. [18]

Esto se muestra en las siguientes ilustraciones, en la que calcularemos el diagrama de dispersión para varios valores del Gap, una mayor y otro menor que nuestro valor de estudio.

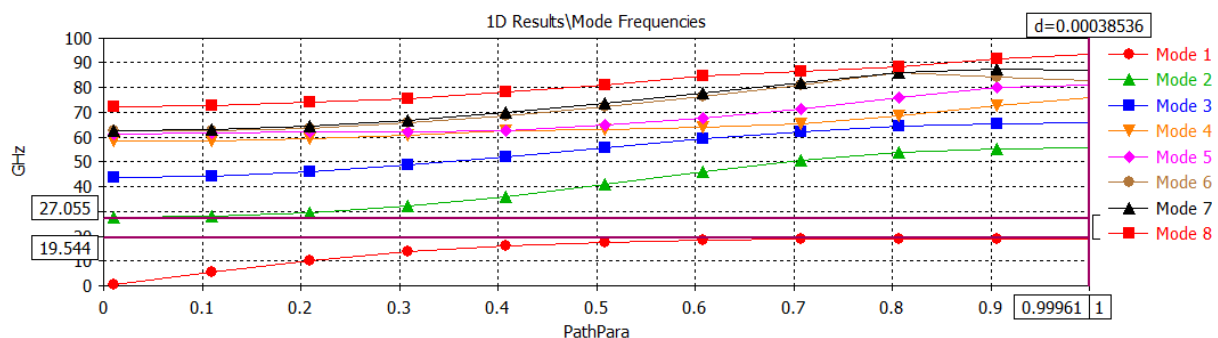


Ilustración 46- Representación del "stopband" para un tamaño de gap de 1mm

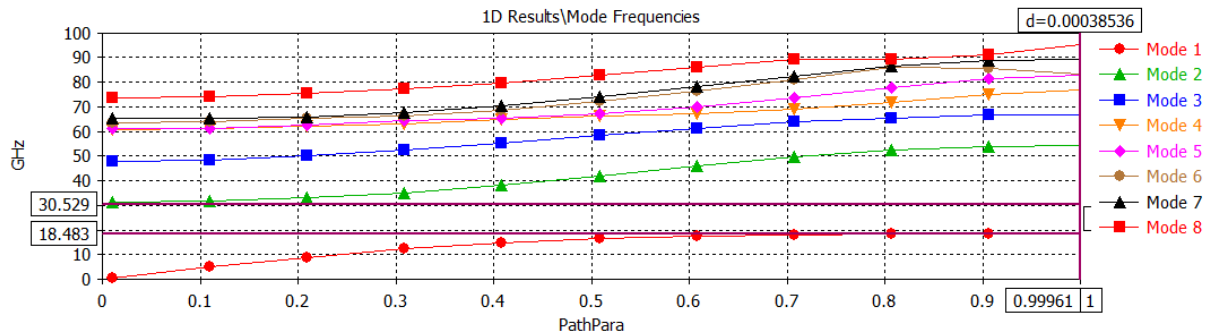


Ilustración 47-Representación del "stopband" para un tamaño de gap de 0.5mm

3.3 Diseño de la estructura Groove gap Waveguide

El próximo paso que tenemos que seguir para la construcción de nuestra estructura será calcular la distribución de los pines "bed of nails" dentro de nuestra estructura, esto es, calcular el número de pines, la separación (o también llamado periodo entre cada pin) y el número de filas necesario. La separación entre los pines será la misma transversalmente que longitudinalmente, esta separación está fijada en 0,50 mm, así como el periodo serán 2 mm, ya que este valor es la suma del lado del pin y la separación al pin siguiente. El número de pines que tendremos que colocar serán tantos pines hasta que se complete totalmente la longitud de la guía, manteniendo siempre el periodo indicado anteriormente.

El parámetro más crucial de los tres indicados anteriormente es el número de filas de pines a colocar a cada lado de la guía. Decimos que este es un parámetro muy importante porque limita el campo electromagnético de la guía e impide que este se propague fuera de ella, para esto es muy importante guardar una relación entre las mínimas filas posibles que nos permitan no aumentar el tamaño de la guía considerablemente y de manera innecesaria, y las filas necesarias para que el campo electromagnético que se propaga se atenúe lo suficiente para no interferir en otras tecnologías adyacentes a la Gap Waveguide y no perder energía.

Para decidir el número de filas que colocaremos a cada lado de la guía, realizamos una comparación de las características de la antena, según este parámetro. Independientemente del número de las filas que coloquemos, las dimensiones interiores de la guía de ondas no cambiarán, así como las dimensiones de las ranuras de la pared superior.

Las dimensiones de nuestra guía de onda son las siguientes:

- Altura pin = 3,5 mm.
- Lado pin = 1,5 mm.
- Separación entre pines = 0.5 mm.
- Periodo de los pines = 2 mm.
- Gap = 0,818 mm.
- Dimensiones interiores de la guía de onda = $a \times b = 10,668 \times 4,318$ mm.
- Longitud de la guía de ondas = $9 \cdot \frac{\lambda_g}{2} + \frac{\lambda_g}{4} = 73,245$ mm.

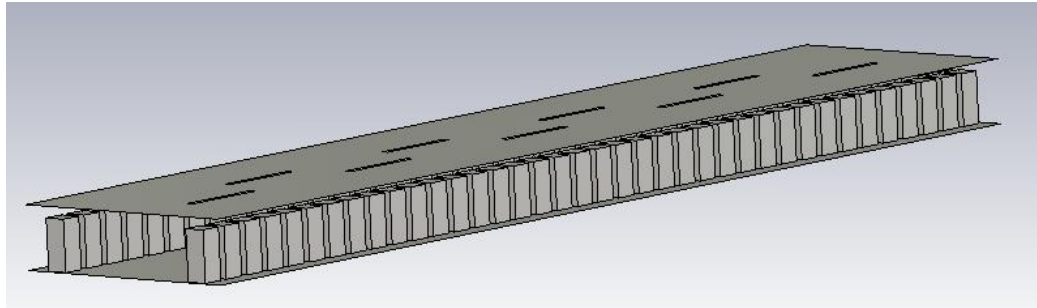


Ilustración 48-Representación de la guía de ondas en la tecnología Groove Gap Waveguide con una fila de pines

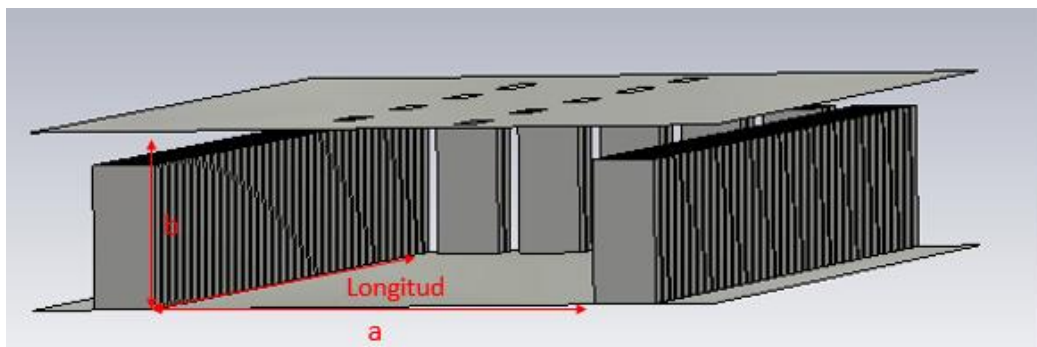


Ilustración 49-Dimensiones de la estructura de la guía de ondas en la tecnología Groove Gap Waveguide

Cabe destacar la importancia de las filas de pines que suplen a la pared final en esta tecnología. Al colocar dos filas de pines, equiespaciados como en las filas laterales, conseguimos crear la condición de cortocircuito al final de la guía. Esto hace que la longitud aumente con respecto a la guía de ondas ranurada del apartado 2.

$$\text{Longitud total} = \text{longitud de la guía} + K \cdot \text{periodo}$$

Siendo en esta fórmula, K el número de filas de pines que se añaden al final de la guía, y periodo, la suma del lado más el espacio que hay entre pines, 2 mm.

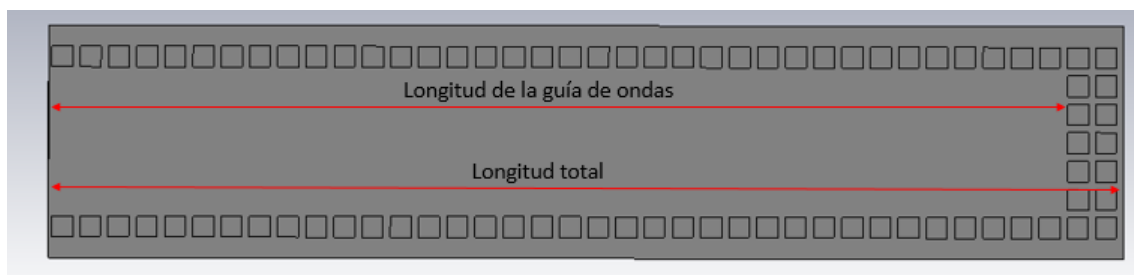


Ilustración 50- Comparación entre las longitudes de la guía de onda, y la longitud total

3.3.1 Estructura periódica formada por una fila de pines

En primer lugar, evaluaremos las prestaciones de la estructura de la guía de ondas en la tecnología Groove Gap Waveguide con una fila a cada lado. Se utilizarán las mismas dimensiones de las ranuras de la guía de ondas del apartado 2, así como se colocarán estas en las mismas posiciones.

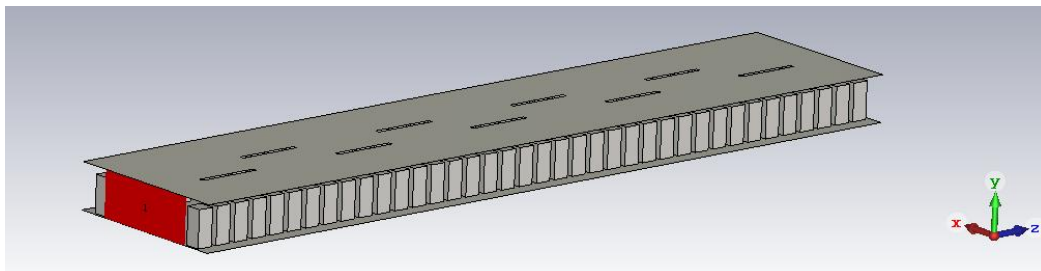


Ilustración 51-Guía ranurada en la tecnología Groove Gap Waveguide

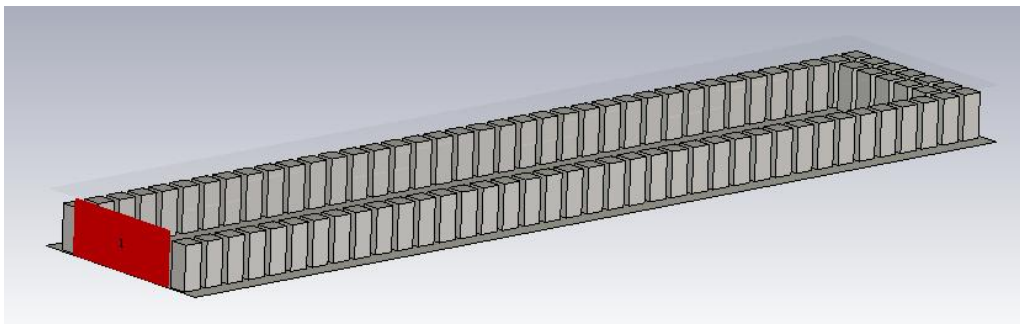


Ilustración 52-Distribución de los pines de la guía de onda ranurada en la tecnología Groove Gap Waveguide

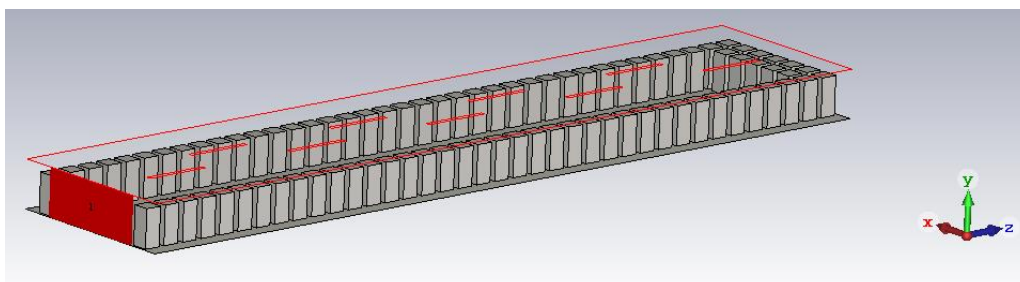


Ilustración 53-Representación de la distribución de las ranuras y de los pines

Tras introducir todos los parámetros en el software de simulación CST Studio y comprobar que la guía de onda ranurada nos queda de esa manera, procedemos a la simulación y obtenemos los siguientes resultados:

1. Parámetro de reflexión $S_{1,1}$:

El primer parámetro de la nueva guía de ondas que tenemos que comprobar es el parámetro de reflexión $S_{1,1}$, el cual nos indica si la antena está adaptada o no. Para que la antena esté adaptada, como ya indicamos en el apartado anterior, el valor de este parámetro tiene que ser inferior de -10 dB.

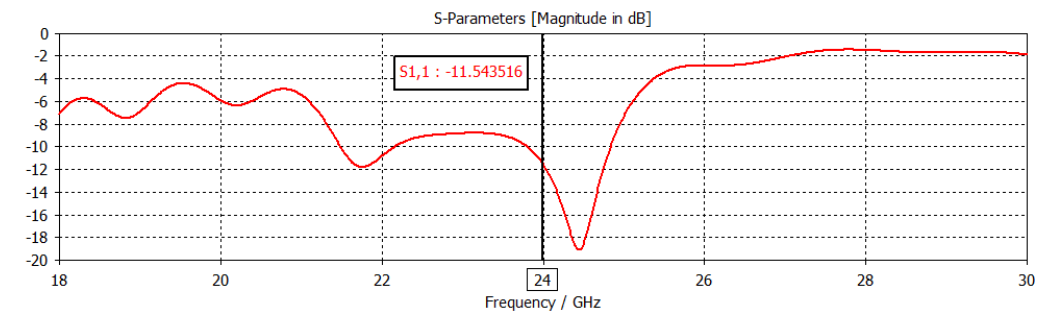


Ilustración 54- Representación del parámetro $S_{1,1}$

Cómo podemos observar en la ilustración anterior, el valor del parámetro de reflexión es menor de -10 dB, de manera que la antena estaría adaptada. Para esta misma frecuencia de operación, en la guía de ondas ranurada obteníamos un parámetro de reflexión casi 3 dB inferior a este.

Al igual que ocurría para el caso de la tecnología de onda ranurada, se puede apreciar como para una frecuencia superior conseguimos una mejora adaptación de la antena.

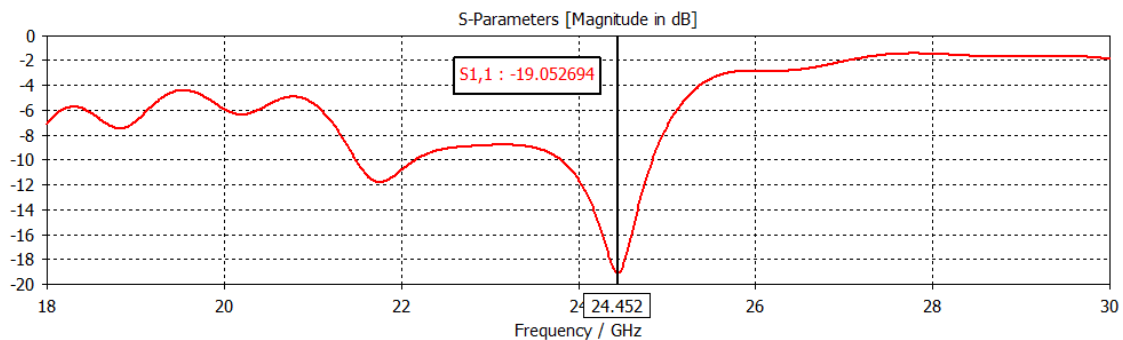


Ilustración 55- Representación del parámetro $S_{1,1}$ para un frecuencia de trabajo superior

Para una frecuencia de 24.452 GHz, obtenemos un parámetro de reflexión de -19.05dB, y con ello en caso de trabajar con esta frecuencia de operación conseguiríamos una mejor de adaptación de nuestra antena.

2. Amplitud de la distribución de corriente en cada una de las ranuras, calculadas en V/m:

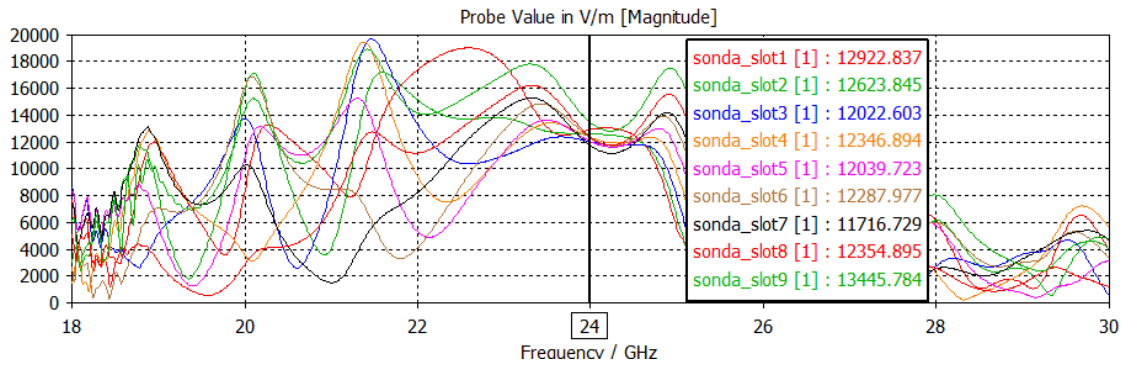


Ilustración 56- Representación de los valores de la amplitud en cada una de las ranuras dependiendo de la frecuencia de operación

Como podemos observar en la representación, para este tipo de guías de onda usando la tecnología Groove Gap Waveguide, el valor de la amplitud para las ranuras es uniforme en torno a 12 000 V/m, salvo en alguna ranura que puede ser un poco superior o inferior, como el caso de las ranuras 7 o 9, que distan del valor medio 500V/m por debajo para el primer caso y 1000 V/m por encima para el segundo caso. Aún con estos casos de amplitudes diferentes, en nuestra frecuencia de trabajo es donde más uniformidad de amplitudes hay.

Se puede apreciar como para una frecuencia ligeramente superior se obtendría unos valores de amplitud más uniformes.

Al igual que hemos hecho en el apartado 2.4, y haremos en los siguientes apartados, vamos a normalizar los valores de las amplitudes en cada una de las ranuras.

Guia groove 1 fila		
Ranura	Amplitud (V/m)	Amplitud normalizada
#1	14522	0,927
#2	14513	0,926
#3	14059	0,897
#4	14430	0,921
#5	14165	0,904
#6	14361	0,917
#7	14103	0,900
#8	14343	0,915
#9	15668	1,000

Tabla 4- Valor de las amplitudes en cada una de las ranuras

3. Fase de las corrientes en cada una de las ranuras, en grados sexagesimales ($^{\circ}$):

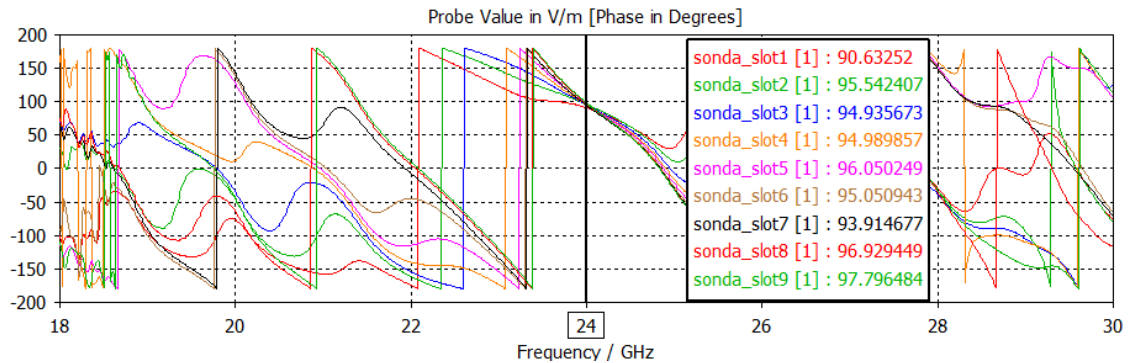


Ilustración 57- Representación de los valores de la fase de corriente en cada una de las ranuras, dependiendo de la frecuencia de operación

Al igual que en la guía de onda ranurada, la fase de corriente en cada una de las ranuras es muy similar, manteniéndose uniforme entre los 90-97 $^{\circ}$. Si nos fijamos en la ilustración, podemos observar que las fases más uniformes se consiguen con nuestra frecuencia de trabajo.

4. Diagrama de radiación:

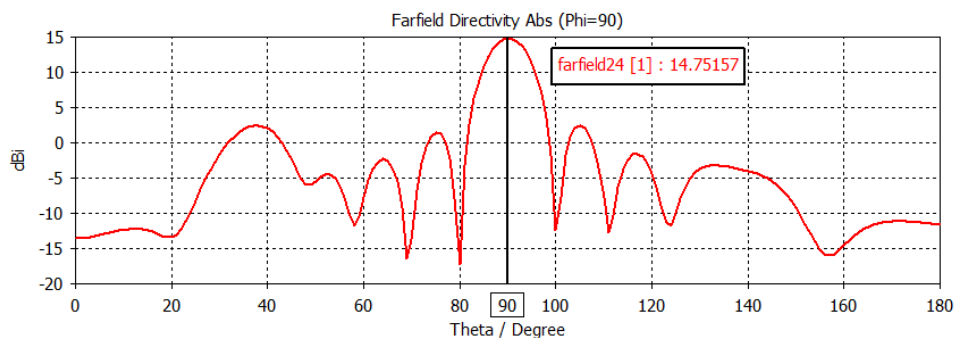


Ilustración 58- Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas

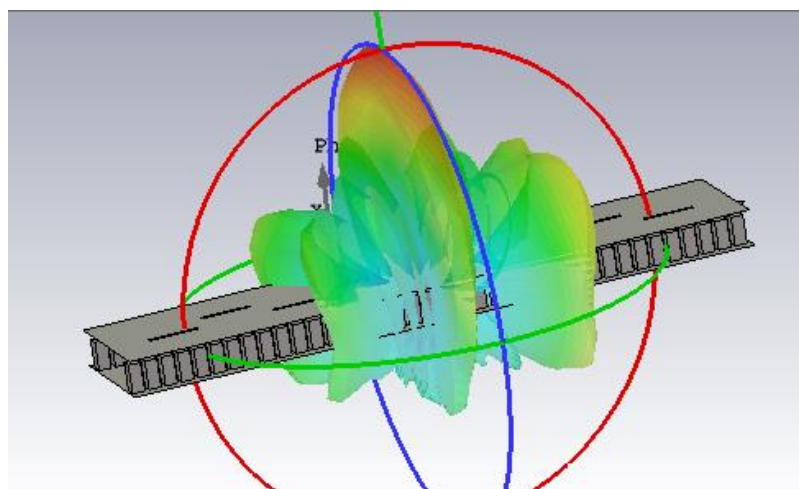


Ilustración 59- Diagrama de radiación en 3D

Mediante los marcadores podemos analizar las posiciones de los nulos, y con ello las amplitudes del lóbulo principal y de los secundarios.

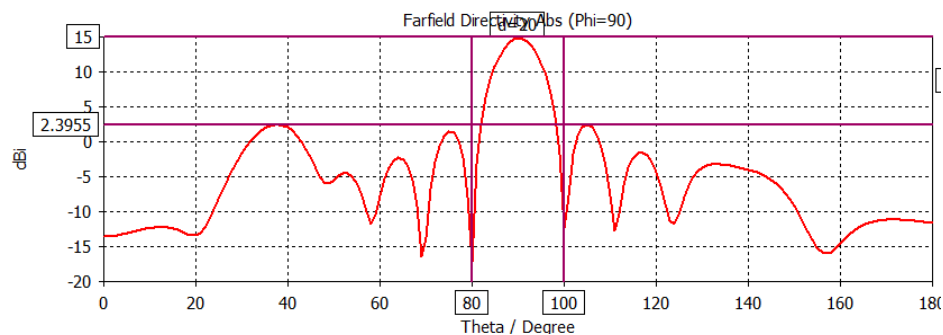


Ilustración 60-Diagrama de radiación con ejes de referencia para calcular otros datos importantes

Para este caso obtenemos una directividad de 14.75 dB, así como una amplitud del lóbulo secundario de 2.4 dB, lo que hace una relación de lóbulo principal-secundario de 12.35 dB.

Como hemos obtenido unos mejores resultados del parámetro de reflexión y de la uniformidad de las amplitudes de la corriente para una frecuencia superior, tenemos que comprobar si también se obtienen unos mejores valores de radiación con dicha frecuencia.

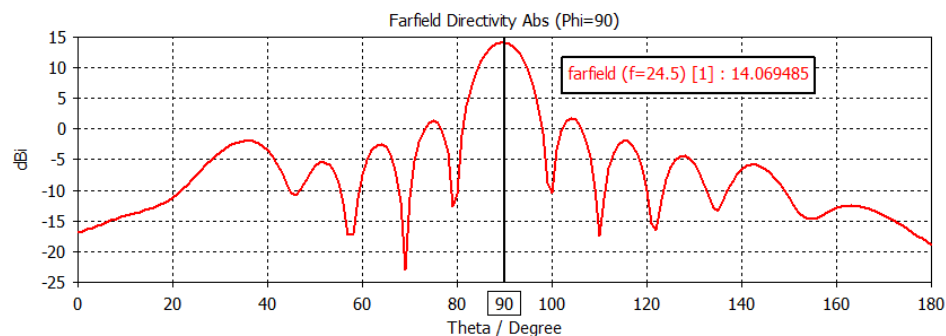


Ilustración 61- Re presentación del diagrama de radiación para una frecuencia de operación superior

Al igual que nos ocurría con el caso de la guía onda ranurada en la tecnología convencional, la directividad de la antena no mejora cuando trabajamos con una frecuencia de operación superior.

5. Distribución del campo E a lo largo del eje Z:

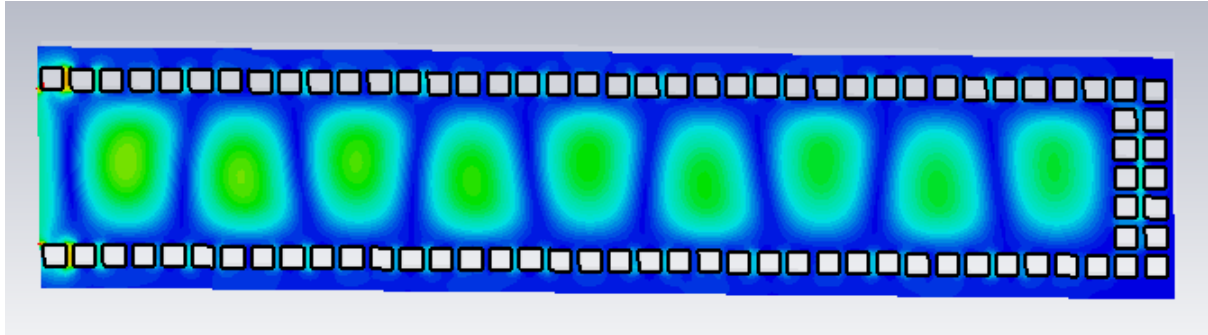


Ilustración 62-Representación de la distribución del campo E en el plano horizontal a lo largo del eje Z

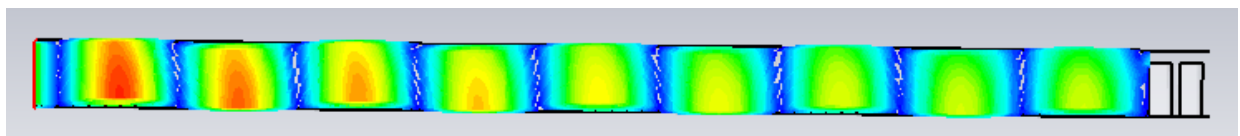


Ilustración 63- Representación de la distribución del campo E en el plano vertical a lo largo del eje Z

3.3.2 Estructura periódica formada por dos filas de pines

En segundo lugar, vamos a realizar la simulación de la estructura de la guía de ondas rectangular en tecnología Groove Gap Waveguide formada por dos filas laterales de pines, esto es que la "bed of nails" estará formada por dos filas de pines a cada lado, a diferencia del caso anterior que estaba formado por una solamente.

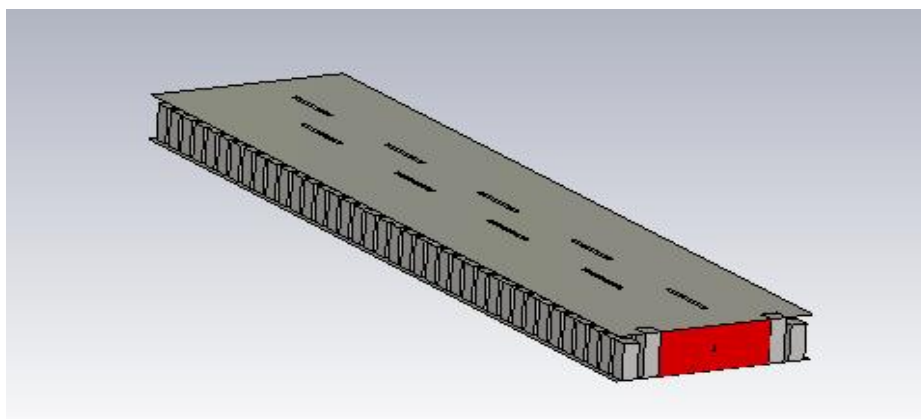


Ilustración 64- Estructura de la guía de ondas ranurada en la tecnología Groove Gap Waveguide, estando la "bed of nails" formada por dos filas de pines

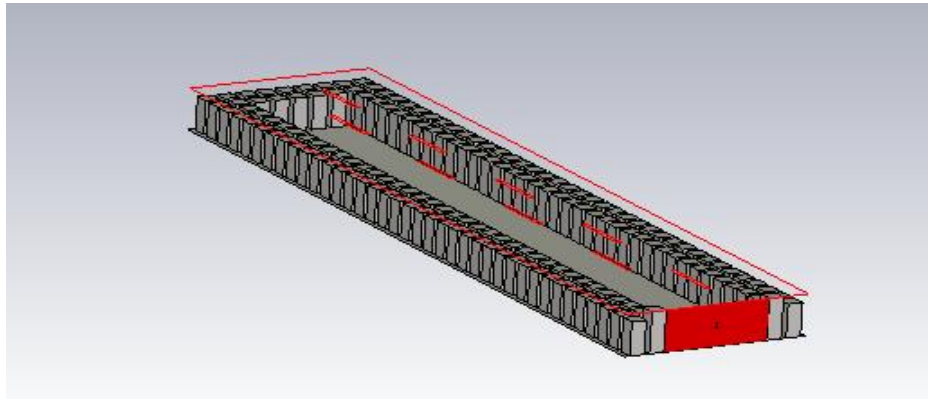


Ilustración 65- Distribución de los pines y ranuras a lo largo de la guía onda ranurada en tecnología Groove Gap Waveguide

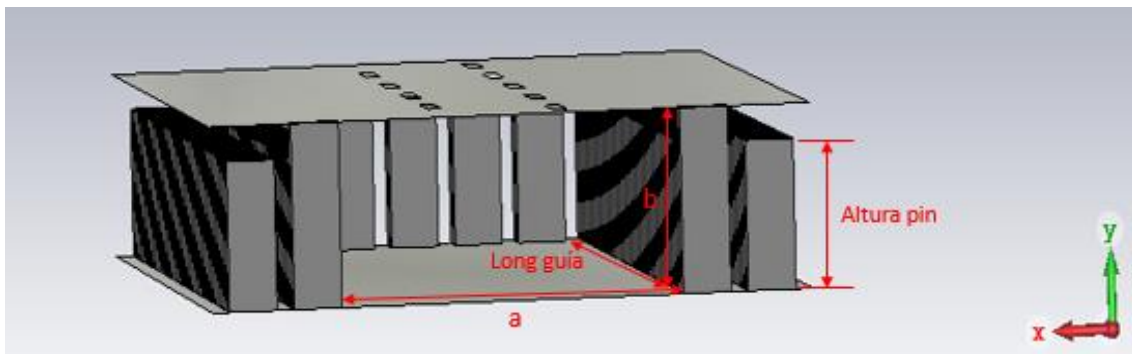


Ilustración 66- Dimensiones de guía onda ranurada en tecnología Groove Gap Waveguide, con dos filas de pines a cada lado

Tras introducir todos los parámetros en el software de simulación CST Studio y comprobar que la guía de onda ranurada nos queda de esa manera, procedemos a la simulación y obtenemos los siguientes resultados:

1.- Parámetro de reflexión $S_{1,1}$:

Al igual que para el caso anterior, el primer parámetro y característica de la guía que tenemos que estudiar es el parámetro de reflexión $S_{1,1}$, ya que este nos indica si antena estará adaptada o no. Para que la antena esté adaptada, este parámetro tiene que ser inferior a -10dB.

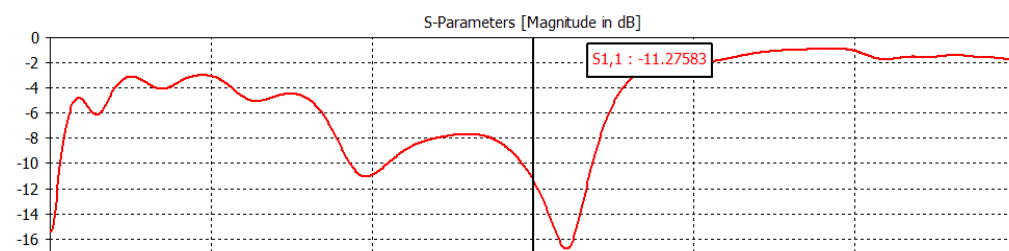


Ilustración 67- Representación del parámetro de reflexión para el caso en el que la guía onda en tecnología Groove Gap Waveguide esté formado por una "bed of nails" de dos filas de pines.

Como podemos observar el valor del parámetro $S_{1,1}$ es inferior a -10dB por lo que la antena estaría adaptada. Este valor es muy similar al obtenido en el caso en que la “bed of nails” está formado por una fila de pines.

Como nos ocurría en el caso en que la guía estaba formada por una fila de pines, para una frecuencia de trabajo superior la adaptación de la antena mejora, de manera que procederemos a simular la antena con esa frecuencia de operación.

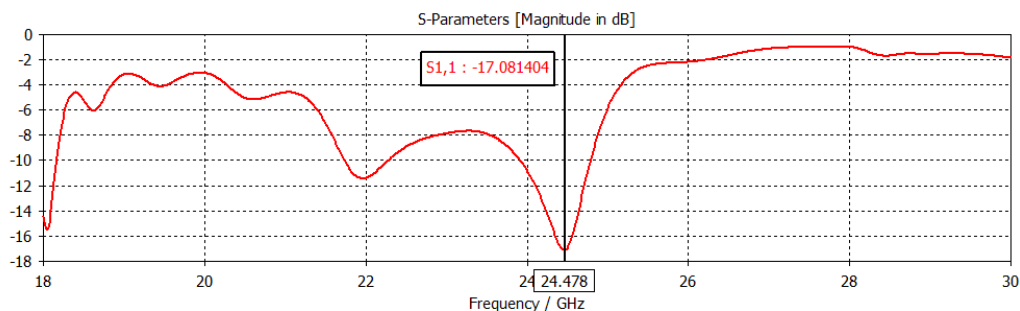


Ilustración 68-Representación del parámetro de reflexión para la guía onda en tecnología Groove Gap Waveguide esté formado por dos filas de pines para una frecuencia de operación superior

Se puede apreciar como la adaptación de la antena mejora para esta frecuencia.

2.- Amplitudes en las ranuras (V/m):

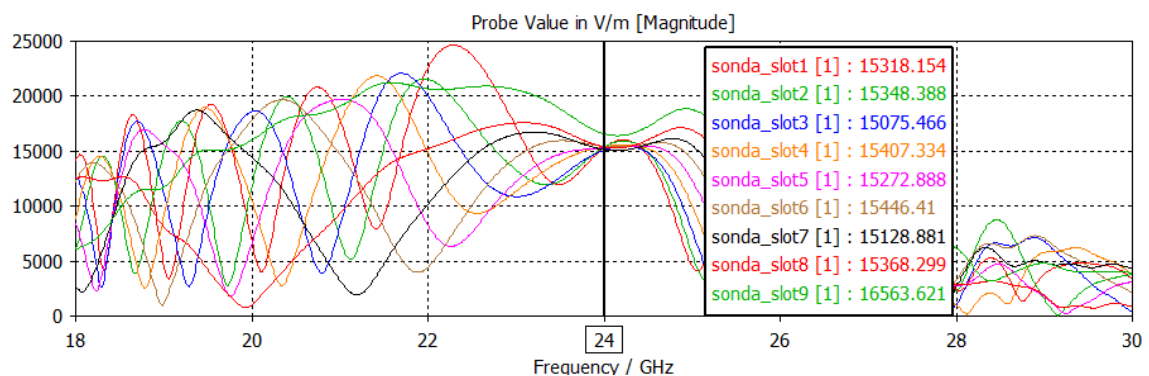


Ilustración 69- Valor de las amplitudes en cada una de las ranuras de la guía de ondas

Tras observar la ilustración, podemos afirmar que todas las amplitudes son uniformes, ya que todas tienen un valor en torno a los 15 150 V/m, excepto la última ranura, cuya amplitud es superior. Esto mismo ya nos ocurría tanto para el caso de que la “bed of nails” esté formado por una fila de pines, como para el caso de la guía de ondas rectangular tradicional. Mejorar la amplitud de esta ranura es una futura línea de investigación.

En cualquier caso, para nuestra frecuencia es el punto de la gráfica en que hay un mayor número de ranuras con amplitudes uniformes. También cabe destacar, que para este caso las amplitudes son más uniformes que para el caso estudiado anteriormente, y que para una frecuencia ligeramente superior se pueden obtener una uniformidad muy similar a la de nuestra frecuencia de trabajo.

Guia groove 2 filas		
Ranura	Amplitud (V/m)	Amplitud normalizada
#1	15017	0,905
#2	15140	0,912
#3	14935	0,900
#4	15330	0,924
#5	15238	0,918
#6	15450	0,931
#7	15177	0,914
#8	15428	0,930
#9	16598	1,000

Tabla 5- Valor de la amplitud de la corriente en cada una de las ranuras

3.- Fase de las corrientes en cada una de las ranuras, en grados sexagesimales (º):

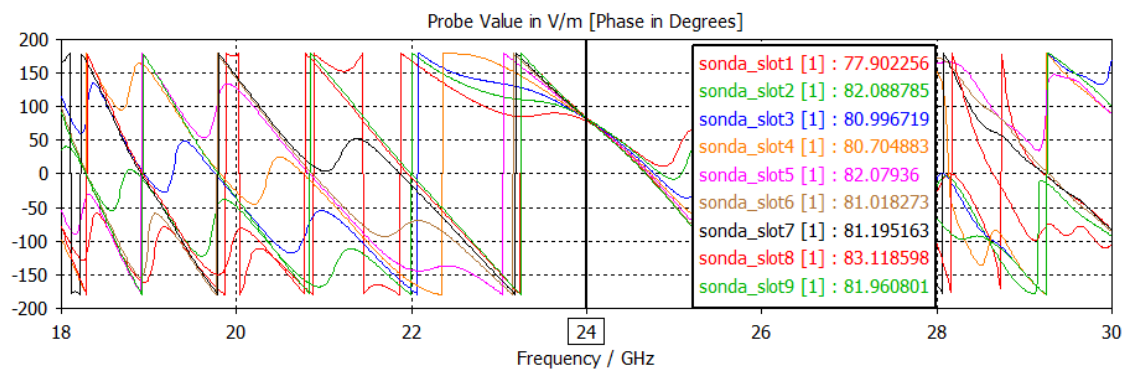


Ilustración 70- Representación de las fases para cada una de las ranuras, dependiendo de la frecuencia de operación

Al igual que en la guía de onda ranurada en la guía onda rectangular como en la guía onda en la tecnología Groove Gap Waveguide formada por una fila de pines en cada lado, la fase de corriente en cada una de las ranuras es muy similar, manteniéndose uniforme entre los 80-83º. Si nos fijamos en la ilustración, podemos observar que las fases más uniformes se consiguen con nuestra frecuencia de trabajo.

Si comparamos las fases para las ranuras obtenidas en este caso con el anterior, podemos afirmar que para este caso la uniformidad es mayor.

4.- Diagrama de radiación:

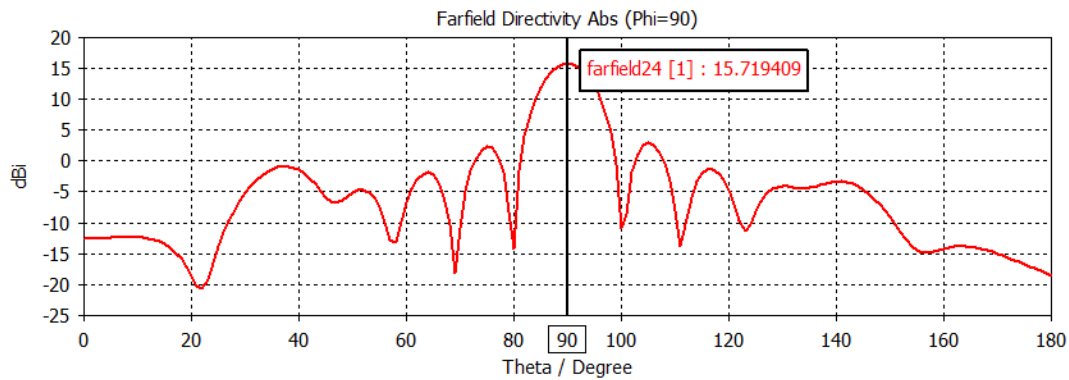


Ilustración 71- Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas

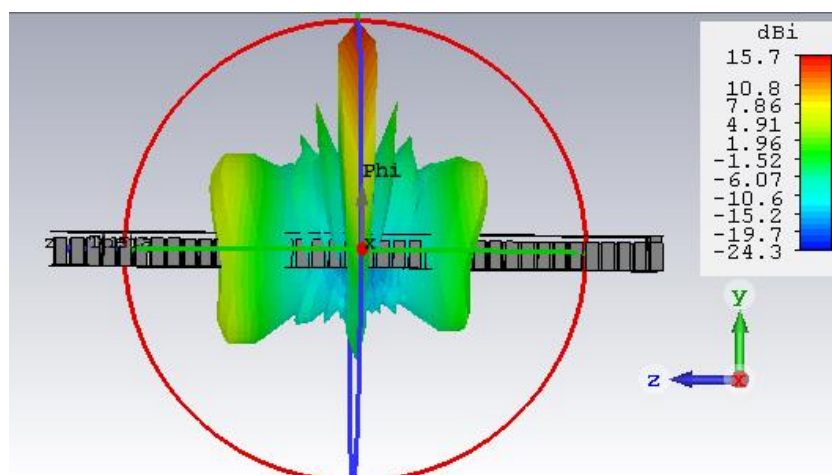


Ilustración 72- Diagrama de radiación en 3D

Como podemos demostrar, la directividad es 1dB superior al obtenido en el caso anterior. Por consiguiente, la guía onda ranurada en tecnología Groove Gap Waveguide con una “bed of nails” formada por dos filas de pines, es más directiva que en el caso en el que la “bed of nails” está formada por una fila de pines.

A continuación, podemos observar las posiciones de los primeros nulos, así como las amplitudes del lóbulo primario y secundarios.

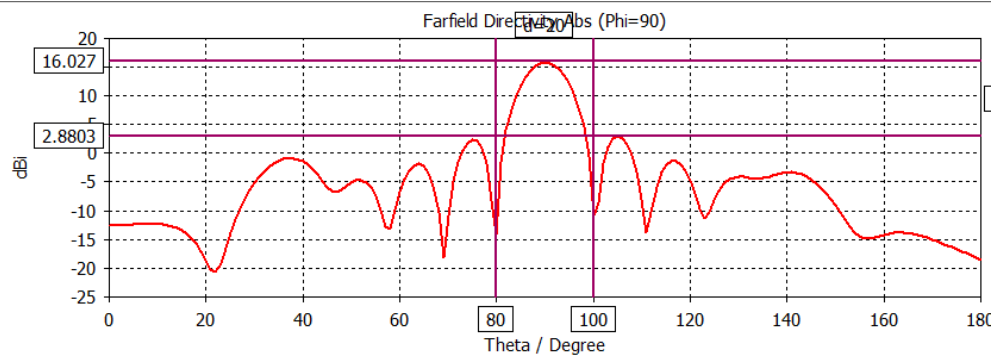


Ilustración 73- Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas con ejes de referencia para calcular otros datos importantes

La directividad es de 15.75 dB, así como la amplitud del lóbulo secundario de 2.8 dB, por lo que obtenemos una relación de lóbulo principal-secundario de 12.9 dB.

A continuación, vamos a simular la guía onda a una frecuencia ligeramente superior a la de trabajo para comprobar si también mejora la directividad al igual que ha ocurrido con la adaptación de la antena.

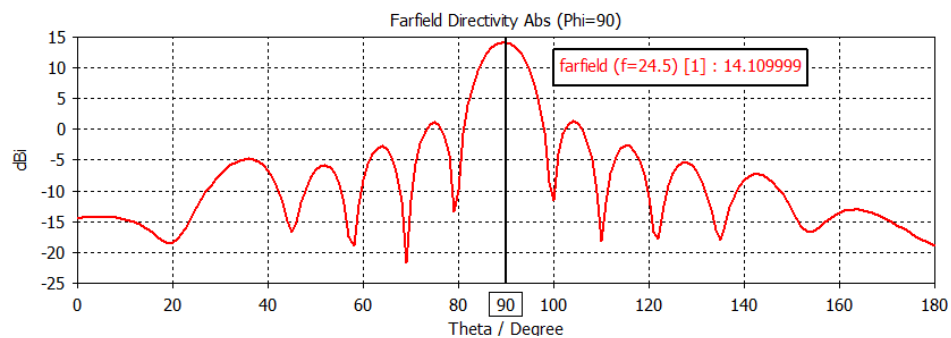


Ilustración 74-Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas para una frecuencia de trabajo superior

Se puede comprobar que la directividad de la antena empeora para esta frecuencia de trabajo, por lo que se obtienen mejores resultados utilizando la frecuencia que se viene usando a lo largo del proyecto.

5.-Distribución del campo E a lo largo del eje Z:

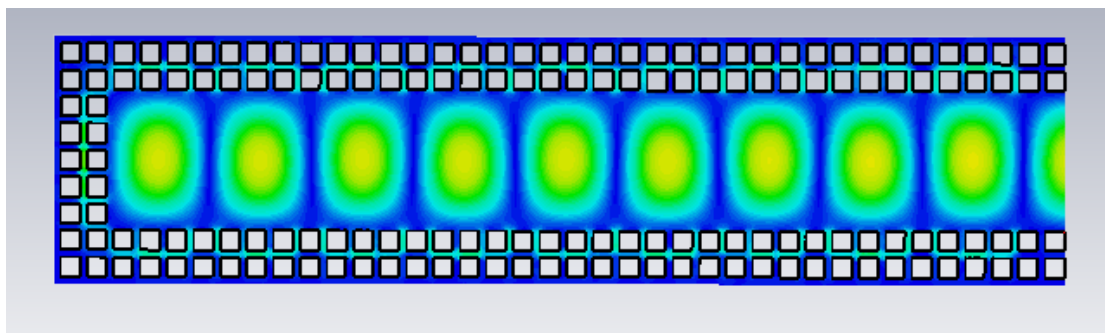


Ilustración 75-Representación de la distribución del campo E en el plano horizontal a lo largo del eje Z

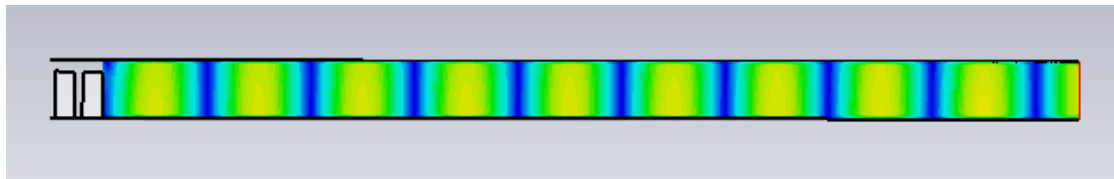


Ilustración 76-Representación de la distribución del campo E en el plano vertical a lo largo del eje Z

3.4. Conclusiones

La principal conclusión de este capítulo es la equivalencia de la guía de onda en tecnología Groove Gap Waveguide con la guía onda rectangular tradicional, para poder demostrar esta equivalencia nos hemos basado en dos métodos:

- El primer método ha sido mediante los diagramas de onda estacionaria, en primer lugar, hemos sustituido la pared superior de ranuras de la guía onda por un plano PEC entero, sin ranuras. De esta manera se ha podido representar la onda estacionaria sin tener ninguna pérdida, cerciorándonos así del lugar de los máximos de la onda dentro de la guía, justo las mismas posiciones donde se han colocado las ranuras. Esto indica que los cálculos teóricos han sido correctos. Como se puede ver en la ilustración 28, al sobreponer las ondas estacionarias de la guía onda tradicional y la guía onda en tecnología Groove Gap Waveguide con la pared superior entera, las posiciones de los máximos y los mínimos coinciden, así como la distancia entre los máximos, la cual es $\frac{\lambda_g}{2}$ que como se puede comprobar, es la distancia entre ranuras de las guías ondas ranuradas.
- El segundo método se corresponde a los diagramas de dispersión, los cuales representan los modos que se propagan dentro de la guía de ondas en función de la frecuencia (f) y la constante de propagación β . Para comprobar que el tamaño y periodo de los pines es el correcto tenemos que comprobar que nuestra frecuencia de operación pertenece a la banda de frecuencias en las que no se propaga ningún modo, o también llamado como “stop band”. Para que esto se cumpla, el gap tiene que ser menor de $\lambda/4$, como se puede comprobar en la ilustración 45 esto se cumple. Además, comparando diagramas de dispersión para los casos de una guía onda rectangular, dos filas de pines (una a cada lado) y cuatro filas de pines (dos a cada lado), se observa que para la frecuencia de operación el valor del primer modo propagante es el mismo para todos los casos, lo cual nos indica la equivalencia entre ambas guías. Para estos diagramas de dispersión se puede observar también como aparecen los modos TEM por debajo de la frecuencia de corte, para los casos en que simulamos las estructuras periódicas de tecnología Groove Gap Waveguide y como estos van al corte de la frecuencia de operación, sin superarla.

De manera que podemos demostrar como la tecnología Gap Waveguide es equivalente a la tecnología de guías de ondas tradicional.

Los resultados obtenidos tras las simulaciones de las guías de ondas de ranuras en la tecnología Groove Gap Waveguide para unos tamaños de la “bed of nails” de una y dos filas de pines son los siguientes:

GUÍA ONDA RANURADA EN TECNOLOGÍA GROOVE GAP WAVEGUIDE		
	1 fila de pines	2 filas de pines
Parámetro de reflexión (dB)	-11,54	-11,27
Amplitudes	Uniformes	Uniformes
Fases	Uniformes	Uniformes
Amplitud lóbulo primario (dB)	14.75	15.72
Relación lóbulo principal-secundario (dB)	12.35	12.9

Tabla 6- Resultados de las simulación de la guía onda ranurada en tecnología Groove Gap Waveguide

Una se han estudiado los datos de la tabla 3 y las ilustraciones de los apartados 3.3.1 y 3.3.2, podemos concluir con que la estructura de la guía onda en la prometedora tecnología Groove Gap Waveguide es la formada por una “bed of nails” de dos filas de pines. Para poder hacer esta afirmación nos hemos basado en varios resultados:

- Las amplitudes en ambos casos son uniformes, pero para el segundo caso la diferencia entre ellas es mucho menor que para el primero. Así como la única ranura que tiene una amplitud superior al resto es la última ranura mientras que para el primer caso eran varias las ranuras que distaban de la amplitud media.
- La directividad de la antena es 1 dB superior para el segundo caso, al igual que la SLL (relación lóbulo primario-secundario) es superior en 0.55 dB también para el segundo caso.

Capítulo 4

4. Divisor de potencia

4.1 Definición

En general, suele designarse como divisor de potencia a una red de tres o más puertos en la que señal de entrada se reparte de forma precisa entre las puertas de salida. Normalmente esta señal de entrada, salvo excepciones de circuitos específicos, se reparte de manera igualitaria por cada una de las salidas. Los divisores se utilizan principalmente en radiofrecuencia, microondas, comunicaciones ópticas, etc, para enviar a varios dispositivos la potencia recibida por un solo puerto, conservando las impedancias adaptadas para tener un bajo nivel de potencia reflejada, afectando así lo mínimo a la potencia transmitida a la guía de ondas.

Si nos limitamos únicamente a una división en dos vías, las formas más simples de divisores son las constituidas por la conexión de dos líneas en serie o paralelo con la línea principal. Estos tipos de divisores, son los denominados divisores en T simple o en Y. [19] [20]

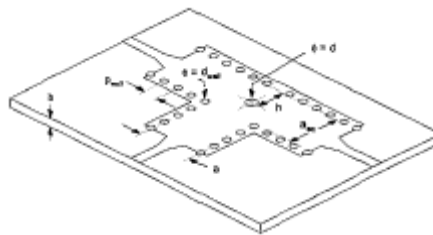


Ilustración 77- Divisor simple en T

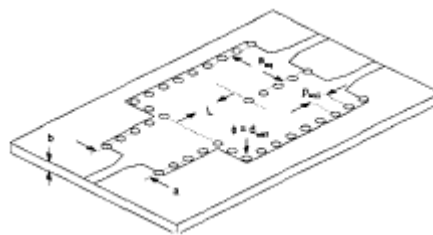


Ilustración 78-Divisor simple en Y

Los divisores de potencia simple en Y 1:2 en la tecnología Groove Gap Waveguide están compuestos por un puerto de entrada (estará conectado al alimentador) tras este una pequeña guía de onda y posteriormente los dos codos que dividen el divisor, todas las paredes del divisor están formadas por la “bed of nails”, al igual que pasaba en las guías de onda. Para otras tecnologías diferentes a gap Waveguide, los divisores de potencia están formados por distintos elementos como multiplexadores, acopladores y alimentadores de las antenas. Las bajas disipaciones de potencia de las guías de ondas rectangulares permiten diseñar componentes de gran calidad. Sin embargo, la fabricación de las estructuras de guías de ondas rectangulares es bastante cara.

4.2 Diseño

La estructura estará formada por un conjunto de antenas de ranura, en nuestro caso dos antenas, que operarán con una frecuencia de operación de 24GHz. Por cada una de las salidas del divisor de potencia se colocará una guía onda de la tecnología Groove Gap Waveguide, ya que contamos con las ventajas de que nos ofrecen altas directividades, bajos niveles de lóbulos secundarios, altos niveles de potencia con los que poder trabajar y una alta eficiencia al no haber dieléctrico y sólo tener pérdidas en el conductor, además cabe destacar que la cómoda fabricación de las guías de onda que usan esta tecnología a diferencia de las guías de onda rectangulares tradicionales.[21]

Nuestro divisor de potencia será divisor simple de tipo Y. Como queremos obtener un diagrama de radiación con la mayor directividad posible, el divisor en Y es el más adecuado, debido a que, al colocar una antena junto a la otra, conseguiremos que ambas apunten en la misma dirección, siendo esta el broadside. A diferencia del divisor en T, en el que cada antena apuntaría en la dirección opuesta al otro, sin conseguir una mayor directividad. Este tipo de divisores son adecuado cuando queremos radia en varias direcciones diferentes, pero como hemos explicado anteriormente, ese no es nuestro caso.

El diseño de la estructura del divisor de potencia en Y será de la siguiente, manera:

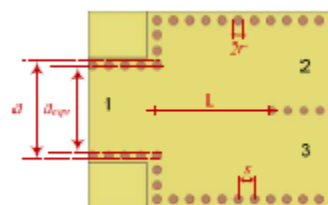


Ilustración 79- Estructura del divisor de potencia simple en Y

Para poder diseñar el divisor tenemos que definir el valor de los parámetros. De manera que el tamaño de los puertos será el mismo, y este tamaño será “a”, así como la distancia entre la placa superior y la inferior, b. Las dimensiones de cada uno de los pines serán las mismas que

habíamos definido para los pines del apartado anterior, al igual que la separación entre cada uno de los mismo, teniendo la periodicidad el mismo valor que para la “bed of nails” de la guía onda ranurada en tecnología Groove Gap Waveguide. El único parámetro que no podemos definir todavía es L , la adaptación del divisor depende principalmente de este parámetro, de manera que simularemos el divisor con varios tamaños y elegiremos aquel que consiga la mejor adaptación. Los valores de los parámetros que definen el diseño del divisor de potencia simple en Y , son los siguientes:

- $a = 10.668 \text{ mm}$.
- $b = 4.318 \text{ mm}$.
- Lado = 1.5 mm .
- Altura = 3.5 mm .
- Separación entre pines = 0.5 mm .

Sin definir una longitud para el parámetro L , nuestro divisor de potencia simple en Y quedaría de la siguiente manera:

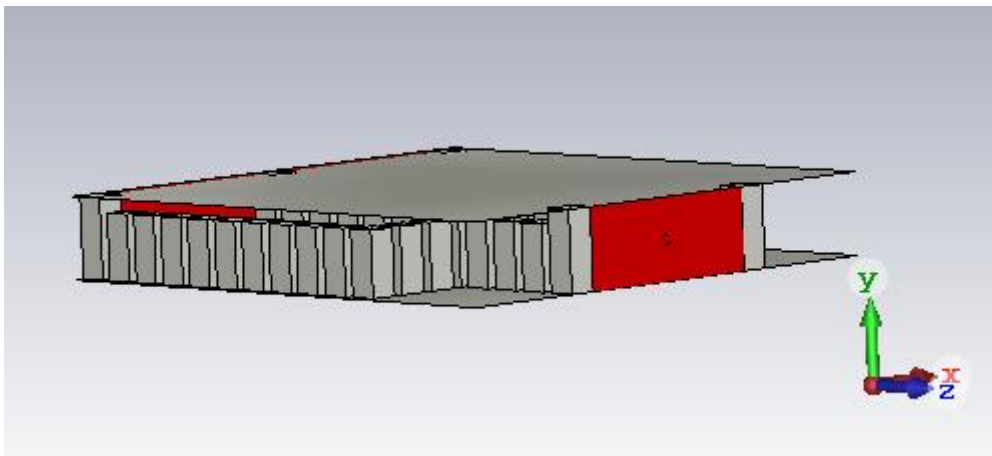


Ilustración 80- Estructura del divisor de potencia

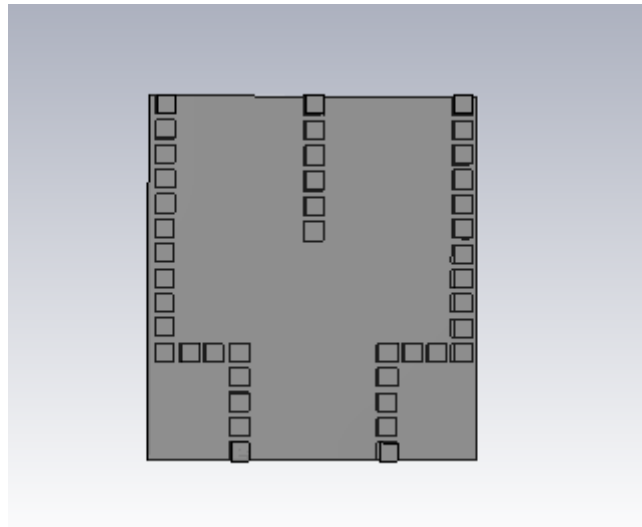


Ilustración 81-Posición de los pines en el divisor de potencia

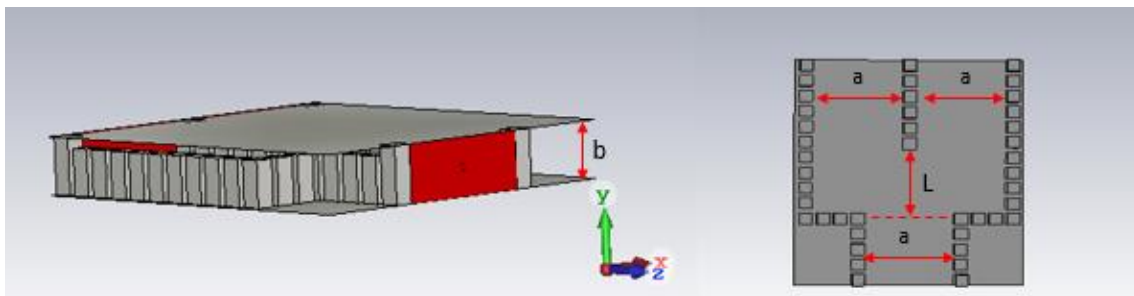


Ilustración 82- Dimensiones de la estructura del divisor de potencia

4.3 Simulación

Dependiendo del número de filas de pines por las que esté compuesta la “bed of nails”, el divisor de potencia tendrá unas dimensiones u otras, al igual que sus parámetros de reflexión que también serán diferentes. Por consiguiente, simularemos el divisor de potencia para ambos casos, primero para el caso de que la “bed of nails” esté compuesta por una fila de pines, y posteriormente para el caso en que esté formada por dos filas de pines.

4.3.1 Simulación con una fila de pines

Para poder calcular los valores del parámetro de reflexión, y comprobar si el divisor de potencia está adaptado, simularemos este con 3 valores de L diferentes. Para la comparación de las simulaciones nos basaremos en los valores del parámetro de reflexión para cada uno de los puertos en la frecuencia de operación, que es 24GHz, esto es: S_{11} , S_{21} y S_{31} .

Como ya indicamos en los apartados anteriores, se considera que la antenna, o en este caso el divisor de potencia, estará adaptado si su parámetro de reflexión (S_{11}) es inferior a -10 dB. En el caso de los parámetros de transmisión S_{21} y S_{31} , para que la adaptación entre la antenna y el divisor sea buena y no haya muchas pérdidas, el parámetro de transmisión tiene que tener un valor en torno a -3 dB.

Los valores de L serán los siguientes:

- Caso 1: $L_1 = 10.173 \text{ mm}$, utilizando una fila de 5 pines.
- Caso 2: $L_2 = 12.2076 \text{ mm}$, utilizando una fila de 6 pines.
- Caso 3: $L_3 = 14.2422 \text{ mm}$, utilizando una fila de 7 pines.

A continuación, simularemos los distintos casos:

CASO 1:

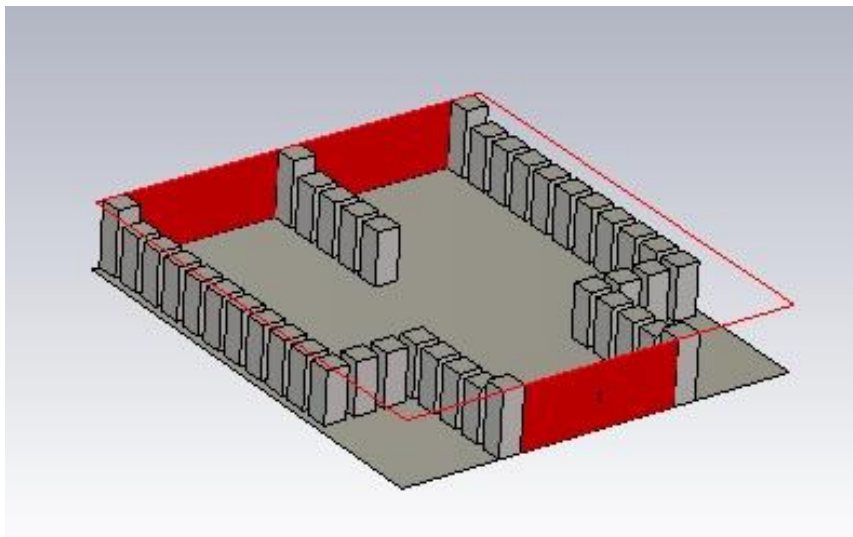


Ilustración 83- Representación del divisor de potencia para L_1 , 5 pines.

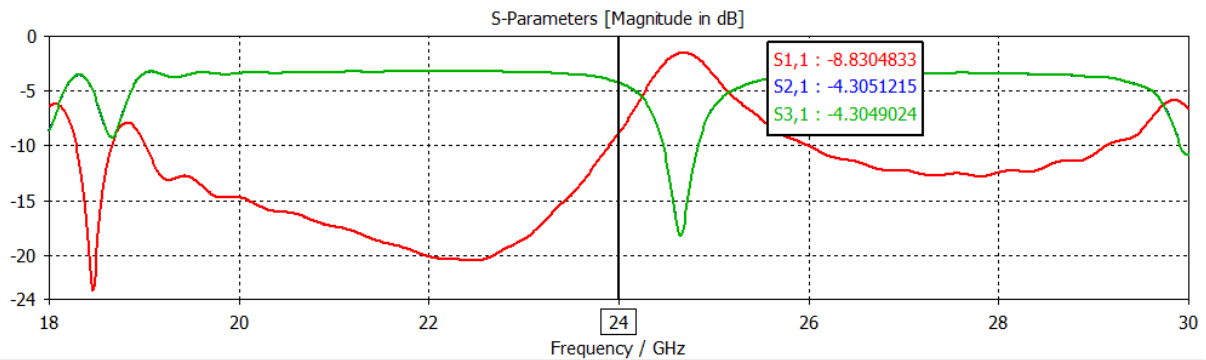


Ilustración 84- Valor de los parámetros de reflexión y transmisión para L_1

Parametros de reflexión y transmisión con L_1	
S11	-8,8305 dB
S21	-4,305 dB
S31	-4,305 dB

Tabla 7-Valores de los parámetros de reflexión y transmisión para L_1

CASO 2:

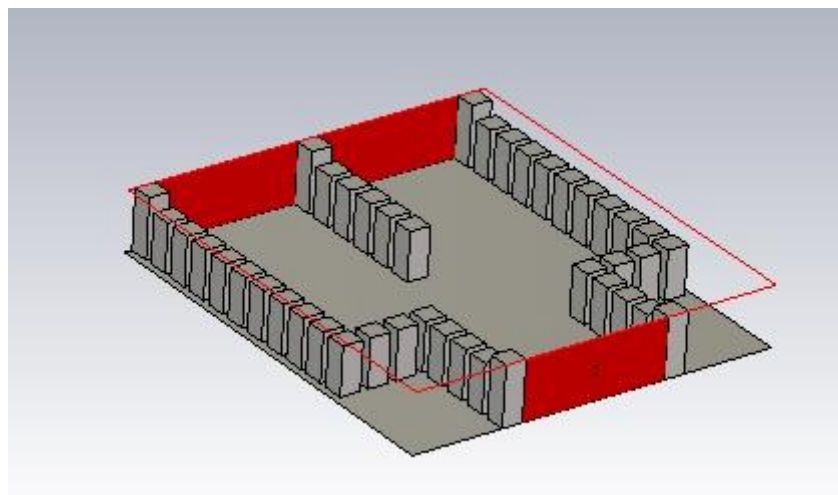


Ilustración 85- Representación de la estructura del divisor de potencia para L_2 , 6 pines.

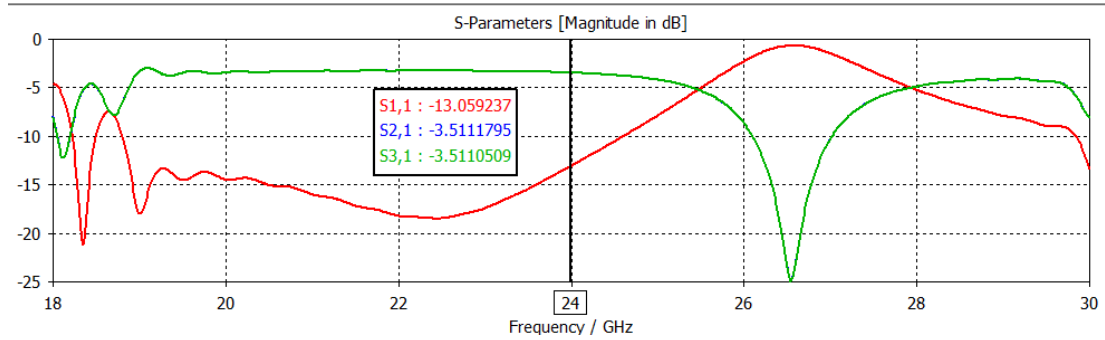


Ilustración 86- Representación de los parámetros de reflexión y transmisión para L_2

Parametros de reflexión y transmisión con L_2	
S11	-13,06 dB
S21	-3,51 dB
S31	-3,51 dB

Tabla 8- Valor de los parámetros de reflexión y transmisión con L_2

CASO 3:

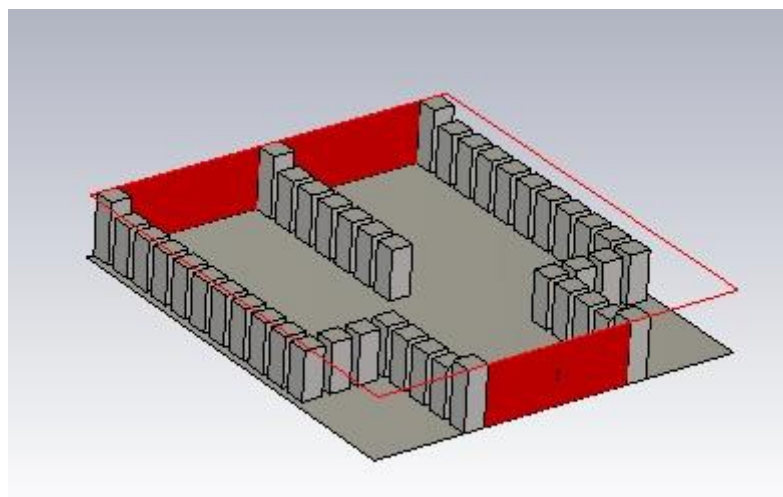


Ilustración 87- Representación de la estructura del divisor de potencia para L_3 , 7 pines

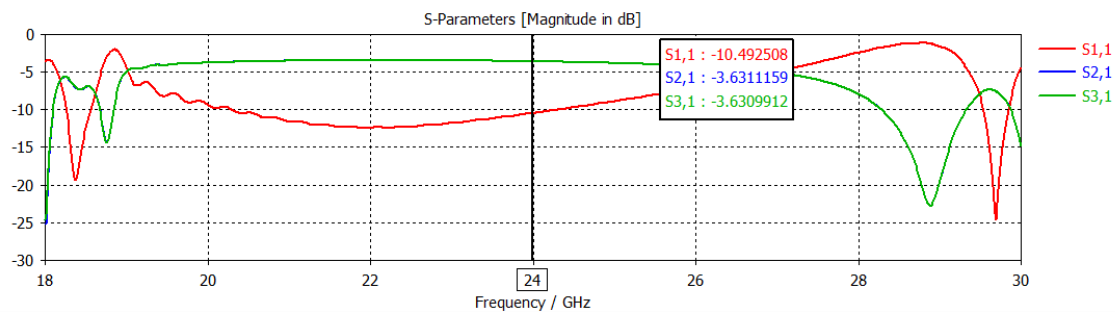


Ilustración 88- Representación de los parámetros de reflexión y transmisión para L3

Parámetros de reflexión y transmisión con L3	
S11	-10,49 dB
S21	-3,63 dB
S31	-3,63 dB

Tabla 9-Valor de los parámetros de reflexión y transmisión con L3

Tras la representación de las estructuras del divisor de potencia según el valor del parámetro L, podemos realizar una tabla comparativa de todos los valores de los parámetros de reflexión.

Parámetros de reflexión y transmisión			
	L1	L2	L3
S11	-8,8305 dB	-13,06 dB	-10,49 dB
S21	-4,305 dB	-3,51 dB	-3,63 dB
S31	-4,305 dB	-3,51 dB	-3,63 dB

Tabla 10-Comparación de los valores de los parámetros de reflexión y transmisión con respecto a L

Como se puede apreciar en la tabla anterior, si nos fijamos en el parámetro de reflexión para el puerto 1, hay una diferencia significativa entre el caso 1 y los casos 2 y 3, esto se debe a que el caso número 1 tiene un valor superior a -10 dB, de manera que el divisor de potencia no estaría adaptado, mientras que los casos 2 y 3 son inferiores a -10 dB. Tras esto, el caso 1 se podría descartar, y si tuviéramos que elegir solamente uno de los otros dos casos, elegiríamos el caso número 2, ya que es el valor más pequeño de los dos, y en consecuencia el divisor estaría más adaptado. Pero antes de elegirlo definitivamente, vamos a comparar los parámetros de transmisión para los puertos 2 y 3. Para decantarnos por un caso u otro, nos fijaremos en su proximidad a -3dB, los valores del caso 2 para S_{21} y S_{31} es de -3,51dB y para el caso 3 de -3,63dB, de modo que el caso que se aproxima más a dicho valor es el número 2.

Tras esta comparativa, fijamos el valor del parámetro L a 12,2026 mm, consiguiendo de este modo la mayor adaptación del divisor de potencia posible.

En el caso de que la “bed of nails” de la guía onda en tecnología Groove Gap Waveguide esté formado por una sola fila de pines, la estructura del divisor de potencia, y el valor de sus parámetros de reflexión serán los siguientes.

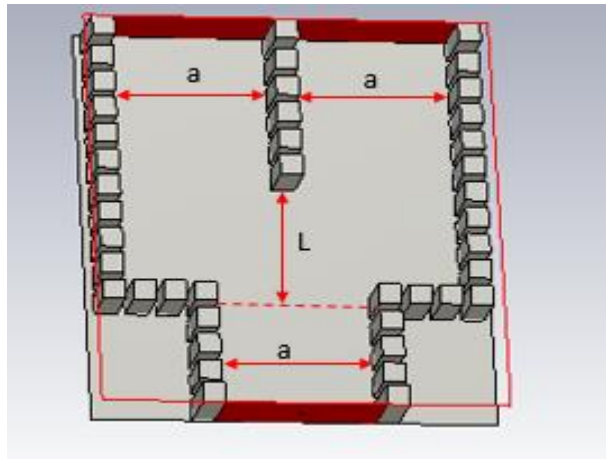


Ilustración 89- Dimensiones de la estructura del divisor de potencia

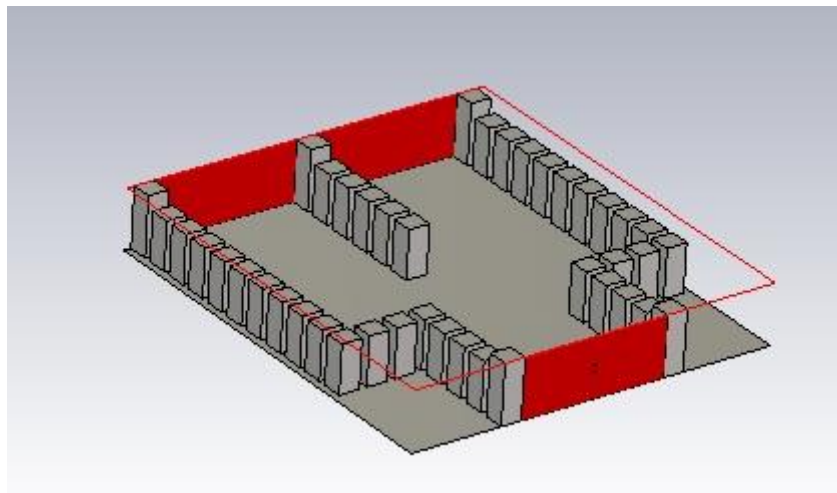


Ilustración 90- Representación de la estructura del divisor de potencia para el tamaño de L fijado

Para el caso elegido, podemos comprobar mediante la representación del campo E en el plano horizontal a lo largo del eje Z, como se divide el campo en dos, una parte por cada brazo del divisor. De esta manera nos aseguramos del correcto funcionamiento del divisor de potencia.

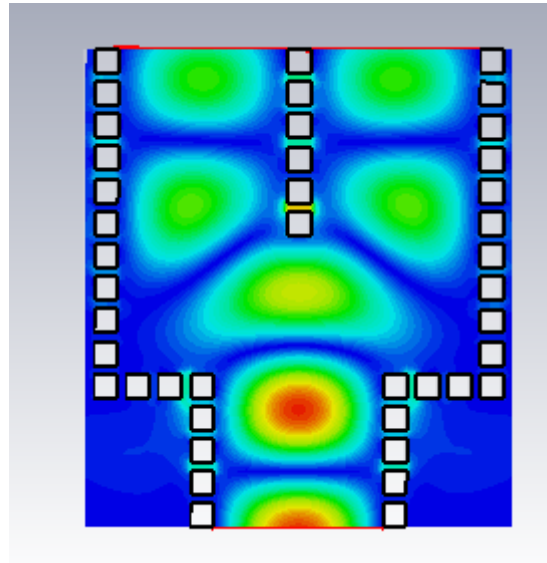


Ilustración 91- Representación de la distribución del campo E en el plano horizontal del divisor de potencia, formado por una sola fila de pines

4.3.2 Simulación con dos filas de pines

Al igual que para el apartado 4.3.1 en el que el divisor de potencia estaba formado por una fila de pines, ahora calcularemos de la misma forma los parámetros de reflexión, pero en este caso con dos filas de pines, ya que la “bed of nails” de la guía onda en tecnología “Groove Gap Waveguide” puede estar formado por varias filas de pines, no sólo de una. Con el objetivo de comprobar si el divisor de potencia está adaptado, simularemos este con 3 valor de L diferentes. Para la comparación de las simulaciones nos basaremos en los valores del parámetro de reflexión para cada uno de los puertos en la frecuencia de operación, que es 24GHz, esto es: S_{11} , S_{21} y S_{31} .

Como ya indicamos en los apartados anteriores, se considera que la antenna, o en este caso el divisor de potencia, estará adaptado si su parámetro de reflexión, S_{11} , es inferior a -10 dB. En el caso de los parámetros S_{21} y S_{31} , para que la adaptación entre la antenna y el divisor sea buena y no haya muchas pérdidas, el parámetro de transmisión tiene que tener un valor en torno a -3 dB.

Los valores de L serán los siguientes:

- Caso 1: $L_1 = 10.173 \text{ mm}$, utilizando una fila de 5 pines.
- Caso 2: $L_2 = 12.2076 \text{ mm}$, utilizando una fila de 6 pines.
- Caso 3: $L_3 = 14.2422 \text{ mm}$, utilizando una fila de 7 pines.

A continuación, simularemos los distintos casos:

CASO 1:

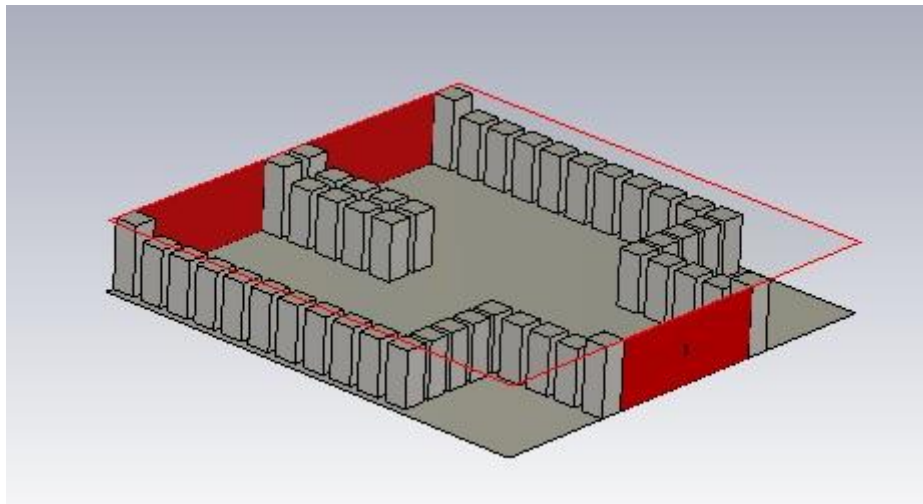


Ilustración 92- Representación de la estructura del divisor de potencia para L_1 , 5 pines.

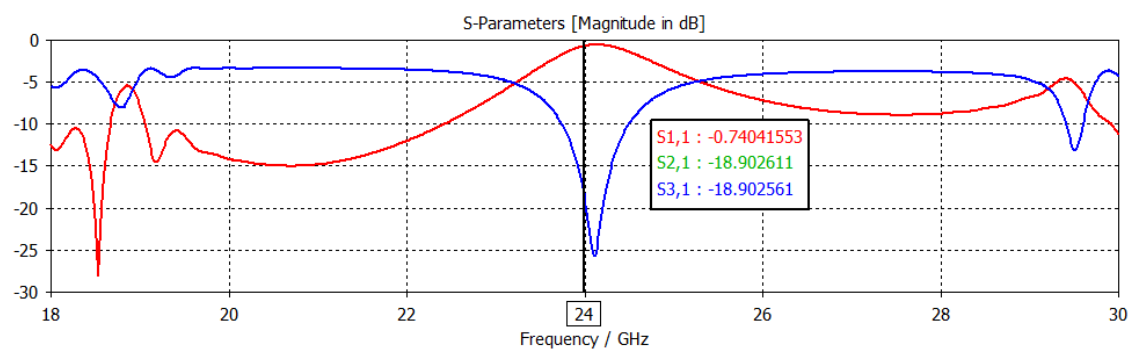


Ilustración 93- Representación de los parámetros de reflexión y transmisión para L_1 , 5 pines.

Parametros de reflexión y transmisión con L1	
S11	-0,74 dB
S21	-18,9 dB
S31	-18,9 dB

Tabla 11- Valor de los parámetros de reflexión y transmisión para cada uno de los puertos, con L_1 .

CASO 2:

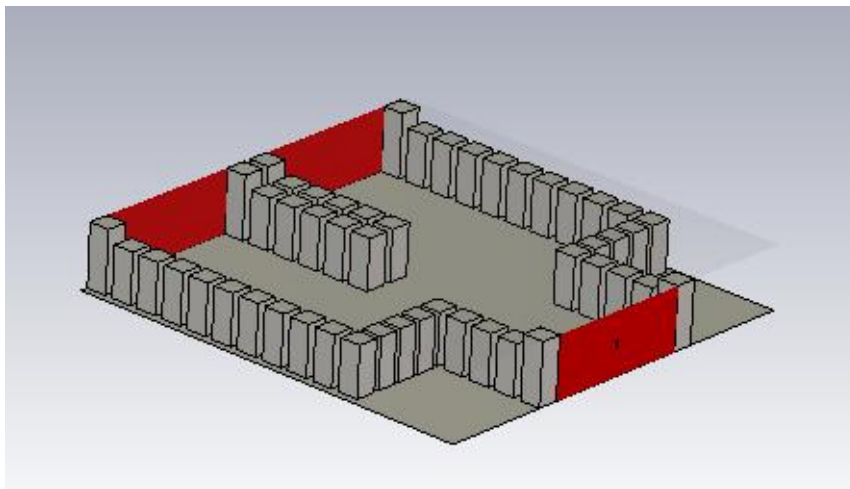


Ilustración 94- Representación de la estructura del divisor de potencia para L_2 , 6 pines.

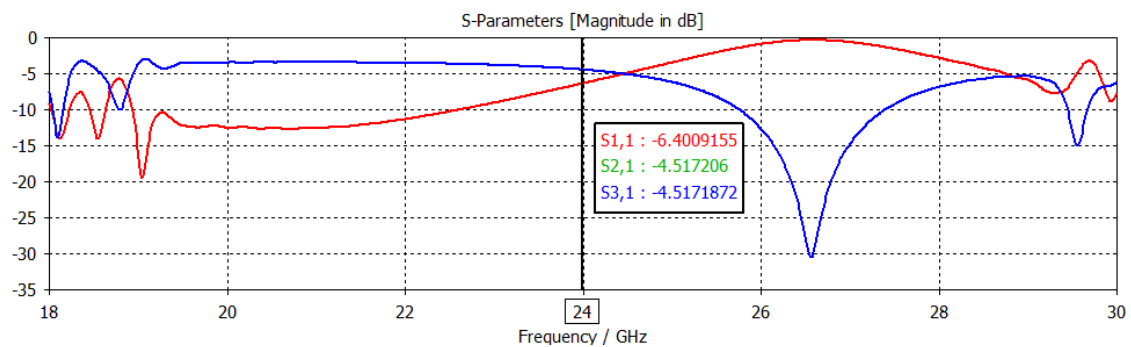


Ilustración 95- Representación de los parámetros de reflexión y transmisión para L_2 , 6 pines

Parametros de reflexión y transmisión con L2	
S11	-6,4 dB
S21	-4,51 dB
S31	-4,51 dB

Tabla 12- Valor de los parámetros de reflexión para L_2 , 6 pines

CASO 3:

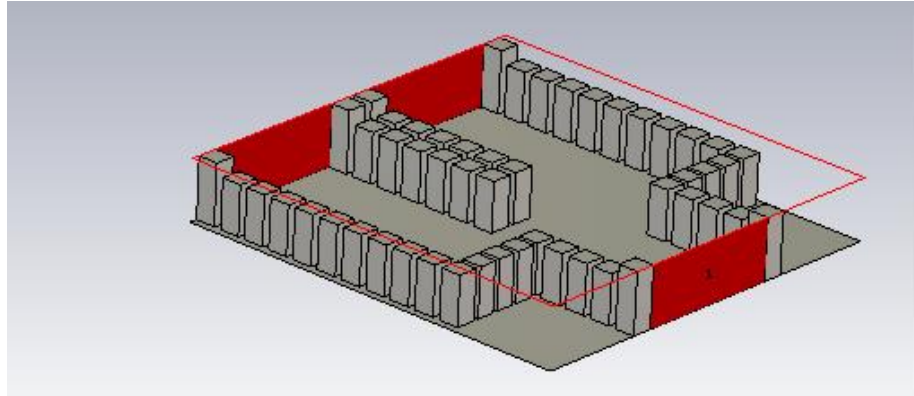


Ilustración 96- Representación de la estructura del divisor de potencia para L_3 , 7 pines.

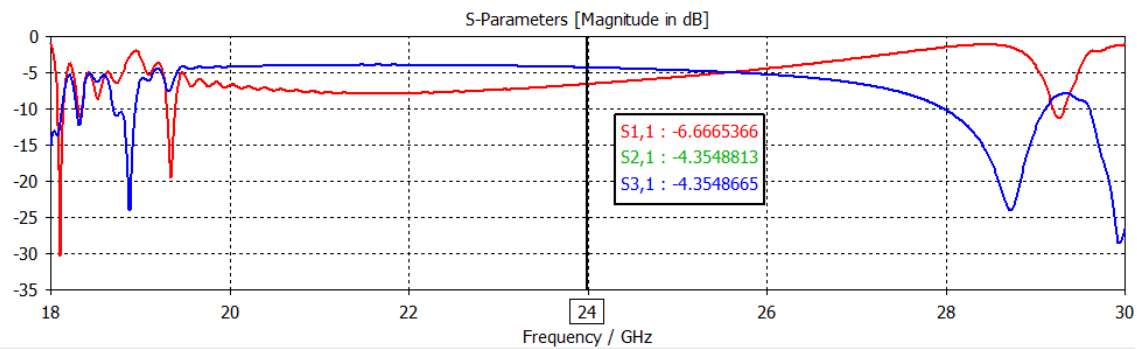


Ilustración 97- Representación de los parámetros de reflexión y transmisión para L_3 , 7 filas.

Parametros de reflexión y transmisión con L_3	
S11	-6,66 dB
S21	-4,35 dB
S31	-4,35 dB

Tabla 13- Valores de los parámetros de reflexión y transmisión para L_3

Tras la representación de las tres estructuras del divisor de potencia según el valor del parámetro L , podemos realizar una tabla comparativa de todos los valores de los parámetros de reflexión.

Parámetros de reflexión y transmisión			
	L1	L2	L3
S ₁₁	-0,74 dB	-6,4 dB	-6,66 dB
S ₂₁	-18,9 dB	-4,51 dB	-4,35 dB
S ₃₁	-18,9 dB	-4,51 dB	-4,35 dB

Tabla 14- Comparación de los valores de los parámetros de reflexión para cada uno de los valores de L

Como se puede comprobar en la tabla anterior, los valores de los parámetros de reflexión para el primer caso no son aceptables, ya que no cumplen ninguna de las dos condiciones, por una parte, el valor de S_{11} no es inferior de -10dB, y por otra parte los valores de S_{21} y S_{31} no son próximos a -3dB, de manera que descartamos la posibilidad de usar este caso. A diferencia del caso 1, los casos 2 y 3, solamente cumplen una condición, esta es la condición de que los parámetros S_{21} y S_{31} , sean próximos a -3dB, pero no cumplen la otra condición, por lo que no podríamos usar estos casos.

Para conseguir un divisor de potencia adaptado, tenemos que buscar nuevas soluciones. Una posible solución es aumentar las dimensiones de dicho divisor de onda, en especial la longitud del divisor. Una vez que hemos aumentado la longitud del divisor, tenemos que añadir nuevos pines en las paredes laterales, para cubrir toda la longitud. Una primera aproximación puede ser añadir tres nuevos pines en las filas laterales, lo quiere decir, aumentar 6,1038 mm la longitud del divisor de potencia.

Tras añadir los tres pines a las filas laterales, el tamaño del parámetro L ha aumentado en 6,1038 mm en cada uno de los casos, de manera que los nuevos valores de L serán los siguientes:

- Caso 1: $L_2' = 18,8114$ mm, 6 pines en las filas centrales del divisor de potencia.
- Caso 2: $L_3' = 20,346$ mm, 7 pines en las filas centrales del divisor de potencia.

A continuación, vamos a simular cada uno de los casos para compararlos y elegir con cuál de ellos conseguimos una mayor adaptación del divisor de potencia.

CASO 1:

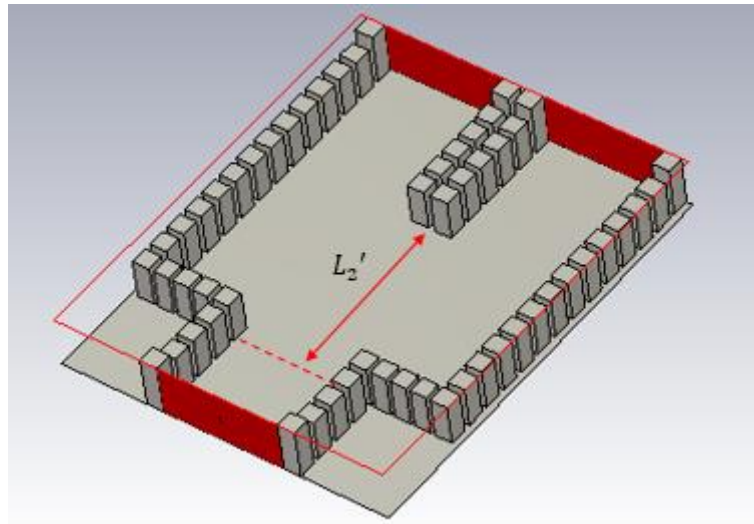


Ilustración 98- Representación de la estructura del divisor de potencia para el nuevo valor de L_2'

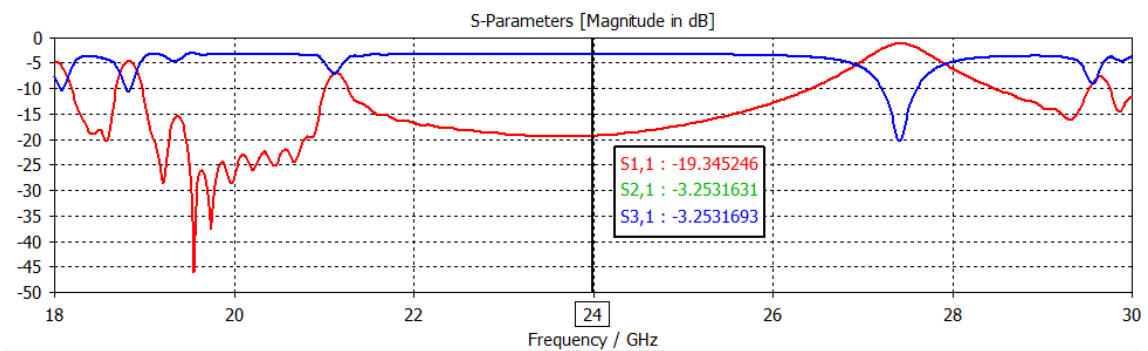


Ilustración 99- Representación de los parámetros de reflexión y transmisión para el nuevo valor de L_2'

Parametros de reflexión y transmisión con L_2'	
S11	-19,34 dB
S21	-3,25 dB
S31	-3,25 dB

Tabla 15- Valor de los parámetros de reflexión y transmisión con L_2'

CASO 2:

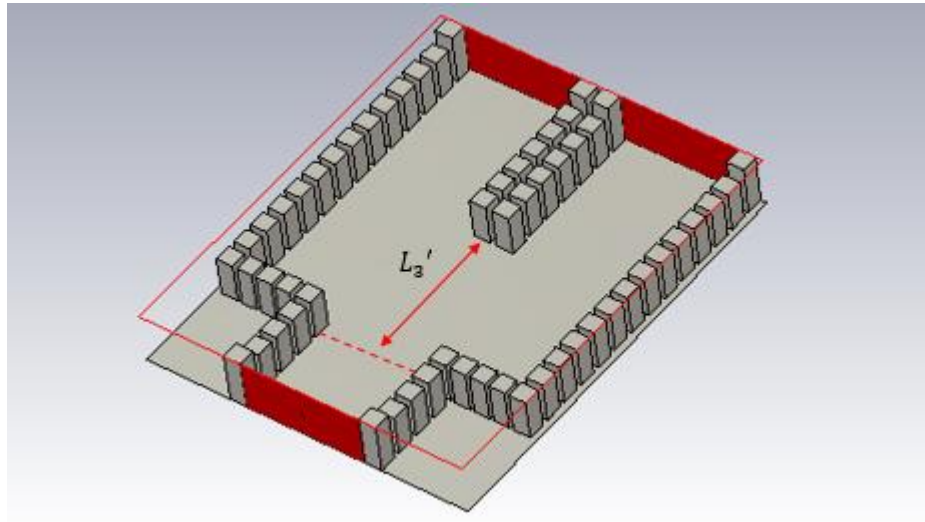


Ilustración 100- Representación de la estructura del divisor de potencia con el nuevo tamaño de L_3'

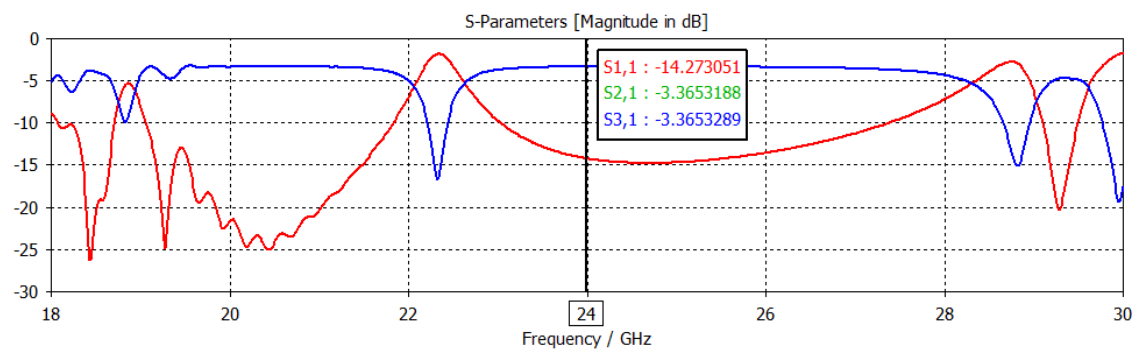


Ilustración 101- Representación de los parámetros de reflexión y transmisión para el nuevo tamaño de L_3'

Parametros de reflexión y transmisión con L_3'	
S11	-14,27 dB
S21	-3,36 dB
S31	-3,36 dB

Tabla 16- Valor de los parámetros de reflexión y transmisión para L_3'

Tras la representación de los dos casos posibles, vamos a realizar la comparación de ellos, para elegir con cuál de ellos se adapta mejor el divisor de potencia. Para ello, hemos realizado una tabla con todos los valores de los parámetros de reflexión de los dos casos.

Parámetros de reflexión y transmisión		
	L2'	L3'
S11	-19,34 dB	-14,27 dB
S21	-3,25 dB	-3,36 dB
S31	-3,25 dB	-3,36 dB

Tabla 17- Comparativa de los parámetros de reflexión y transmisión para cada puerto dependiendo de L'

Como se puede apreciar en esta última tabla, aumentando la longitud para ambos casos conseguimos que se cumplan las dos condiciones, por un lado que el parámetro de reflexión del puerto 1, S_{11} , sea inferior a -10dB, y por otro lado que los parámetros de transmisión de los puertos 2 y 3, S_{21} y S_{31} respectivamente, tengan un valor próximo a -3dB. Por consiguiente, cualquiera de los casos sería posible y válido, ya que ambos estarían adaptados, y las pérdidas de transmisión del divisor a la guía de onda serían mínimas, pero para poder elegir uno de los dos nos decantaremos por aquel que esté mejor adaptado. Entre ambos casos, el que consigue una mejor adaptación es el primer caso ya que el parámetro de reflexión S_{11} , para L_2' , es inferior al parámetro de reflexión S_{11} , para L_3' , del segundo caso. De manera que el valor de L' será:

$$L' = 18,8114 \text{ mm}$$

Finalmente, la estructura del divisor de potencia con dos filas de pines centrales, y sus respectivos parámetros de reflexión quedan de la siguiente manera:

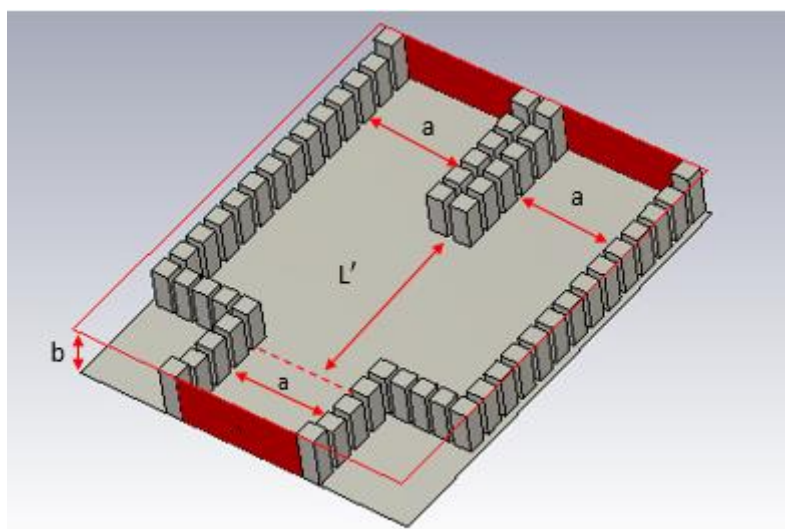


Ilustración 102- Representación de la estructura del divisor de potencia definitivo con dos filas de pines centrales.

Tras elegir el tamaño final del divisor, tenemos que comprobar que este funciona perfectamente, y que divide de verdad la potencia en dos partes iguales. Para ello representamos el campo E en el plano horizontal del divisor.

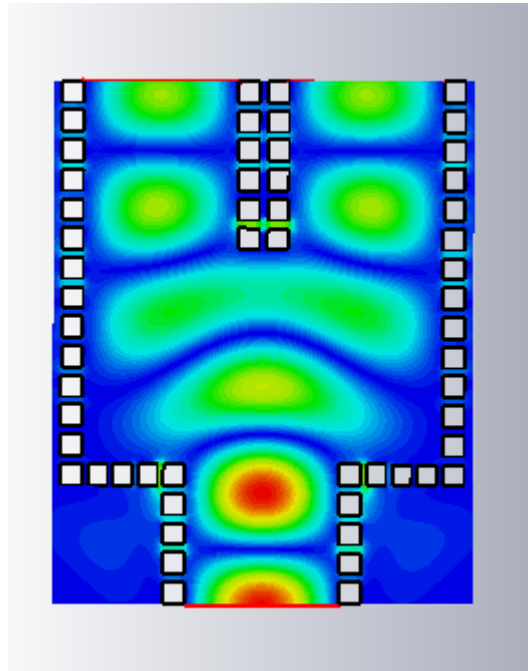


Ilustración 103-Representación del campo E en el plano horizontal del divisor de potencia

Se puede observar como el campo E se divide en dos partes iguales al llegar a las dos filas de pines centrales, afirmando así el correcto funcionamiento del divisor y de la “bed of nails”.

4.4 Conclusiones

Al igual que para el resto de los casos, para el divisor de potencia elegido, divisor simple Y 1:2, también tenemos varios casos de simulación, pero a diferencia que para las guías de onda ahora tenemos dos parámetros del que depende nuestro divisor. Esto dos parámetros son los siguientes:

- Número de filas en la “bed of nails” central (se podría comparar con los casos anteriores, en que la elección también se basaba en el número de filas de la “bed of nails”).
- Distancia desde el final de la guía de entrada del divisor hasta el inicio de los pines de la “bed of nails” central.

Para elegir unos casos u otros estudiaremos los parámetros S del divisor de potencia, que son tres, uno por cada puerto que tenemos. El S_{11} nos indica el nivel de adaptación del divisor, y los parámetros de transmisión S_{21} y S_{31} nos indican el nivel de adaptación a la entrada de las guías. Para que estos niveles sean correctos, el parámetro S_{11} tiene que ser inferior de -10dB, y los parámetros S_{21} y S_{31} tienen que ser próximos a -3dB, garantizando así una pérdidas de inserción bajas.

En la siguiente tabla mostraremos todos los resultados correspondientes a las simulaciones para los distintos casos del divisor de potencia, siendo los posibles valores de L los siguientes:

- $L_1 = 10.173$ mm, utilizando una fila de 5 pines.
- $L_2 = 12.2076$ mm, utilizando una fila de 6 pines.
- $L_3 = 14.2422$ mm, utilizando una fila de 7 pines.
- $L_2' = 18,8114$ mm, 6 pines en las filas centrales del divisor de potencia.
- $L_3' = 20,346$ mm, 7 pines en las filas centrales del divisor de potencia.

DIVISOR DE POTENCIA								
	1 fila de pines			2 filas de pines				
	L1	L2	L3	L1	L2	L2'	L3	L3'
S_{11} (dB)	-8,8305	-13,06	-10,49	-0,74	-6,4	-19,34	-6,66	-14,27
S_{21} (dB)	-4,305	-3,51	-3,63	-18,9	-4,51	-3,25	-4,35	-3,36
S_{31} (dB)	-4,305	-3,51	-3,63	-18,9	-4,51	-3,25	-4,35	-3,36

Tabla 18- Resultados de las distintas estructuras del divisor de potencia.

Los distintos valores de L se han obtenido de la siguiente forma, en primer lugar, con un valor de longitud del divisor de potencia fijado y cambiando el número de pines de la “bed of nails” central hemos conseguido los valores L_1 , L_2 y L_3 . Como se puede ver, para estos tamaños de L, la mejor estructura con una fila de pines la conseguíamos con L_2 , pero para el caso en que tenemos dos filas de pines, no hemos conseguido ningún resultado bueno, de manera que se pensaron algunas alternativas para poder conseguir unos resultados correctos para este

segundo caso. Por consiguiente, en segundo lugar, se obtuvieron los valores de L' tras aumentar el número de filas de pines de las paredes lateral, un total de tres pines (aumentando la longitud del divisor 6,1038 mm), y con ello se consiguió aumentar el valor de L sin alterar el número de pines de la "bed of nails" central.

Finalmente, tras estudiar todos los valores de la tabla 16, se puede concluir con que los mejores resultados se obtienen cuando el parámetro L adquiere un valor de 18,8114 mm.

Capítulo 5

5. Array plano

5.1 Diseño del array plano

Ya solo nos queda el último paso para poder diseñar nuestro array plano en tecnología Groove Gap Waveguide. Para ello tenemos que integrar el divisor de potencia con la guía onda rectangular en dicha tecnología.

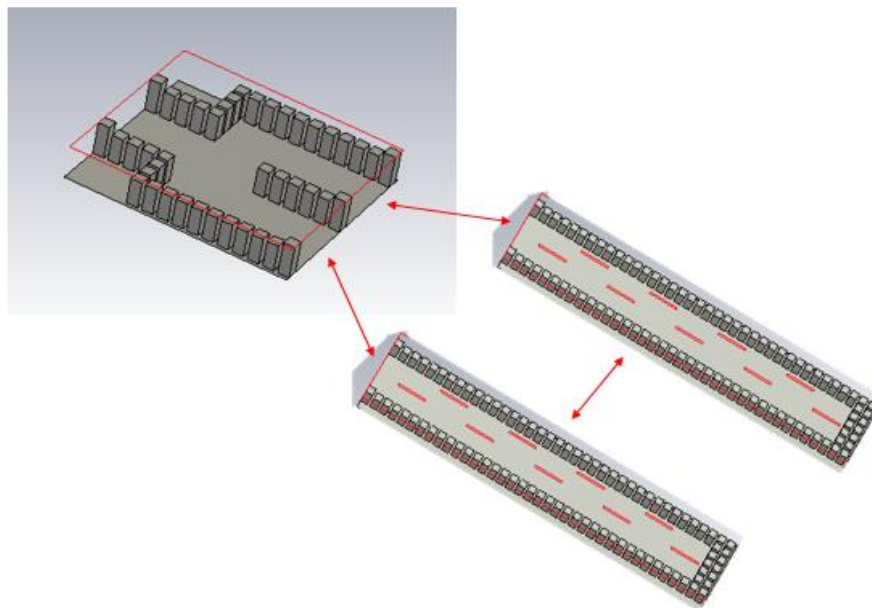


Ilustración 104- Integración del divisor + guías ondas ranuradas

Debido a que nuestro divisor de potencia elegido es de tipo simple Y, la entrada se convierte en dos salidas, esto es 1:2. Por consiguiente tenemos que colocar dos guías onda de la tecnología Groove Gap Waveguide tras los brazos del divisor de potencia.

Para realizar esta integración tenemos dos posibilidades diferentes. Lo que diferencia principalmente una posibilidad de la otra es el número de filas de pines a utilizar en nuestra “bed of nails”, este número de filas puede ser una o dos. Para las guías de onda ranuradas en

tecnología Groove Gap Waveguide, este número de filas se corresponde con las paredes de la guía, donde se encuentra la “bed of nails”, pero en cambio con respecto al divisor de potencia, las dos posibilidades de “bed of nails” se encuentra en su parte central, esto es lo que divide al divisor en dos brazos diferentes. Cabe destacar la importancia de esta parte del divisor, ya que su continuación será una de las paredes de cada guía. Por consiguiente, las guías tendrán una pared lateral en común.

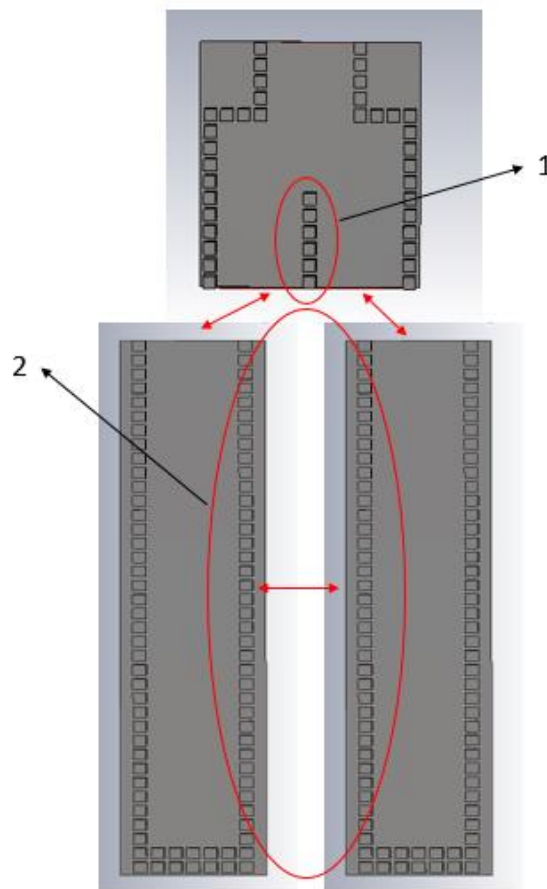


Ilustración 105- Representación de la estructura del array plano

Como se puede apreciar en la ilustración anterior, el número 1 se corresponde con el “bed of nails” del divisor de potencia, este se encuentra en la parte central del divisor, y para nuestro estudio estará formado por una o dos filas de pines. En cuanto al número 2, este se corresponde con la fila de pines que tendrían en común las guías ranuradas, como hemos indicado anteriormente, esta “bed of nails” podrá estar formada por una o dos filas de pines.

A priori, al igual que en los casos en los que estudiábamos el divisor de potencia y la guía de ondas por separado, las estructuras que estaban formadas por dos filas de pines, tenían unas mejores prestaciones y características. Luego en este caso al integrarlas juntas, la estructura

formada por las dos filas debería ser mejor que la formada por una fila solamente. Pero para poder estar seguros de ello, tenemos que estudiarlas y compararlas. Este será el objetivo de este apartado, el estudio y la comparación de ambas combinaciones, por un lado, una sola fila de pines y por otro, dos filas de pines.

Para poder comparar las dos posibilidades de array plano nos basaremos en varias características de ellos, estas serán las siguientes:

- Parámetro de reflexión $S_{1,1}$.
- Amplitud de las corrientes en cada una de las ranuras.
- Fase de las corrientes en cada una de las ranuras.
- Diagrama de radiación.
- Distribución del campo E.

5.1.1 Array plano con una fila de pines

Para poder integrar el divisor de potencia con las dos guías ranuradas en tecnología Groove Gap Waveguide, todos los elementos tienen que estar formados por una “bed of nails” de una fila de pines. De esta manera no se daría lugar a ninguna irregularidad en cuanto a la distribución de los pines en el array plano se refiere. Estos serán los elementos que integraremos para conseguir el array plano:

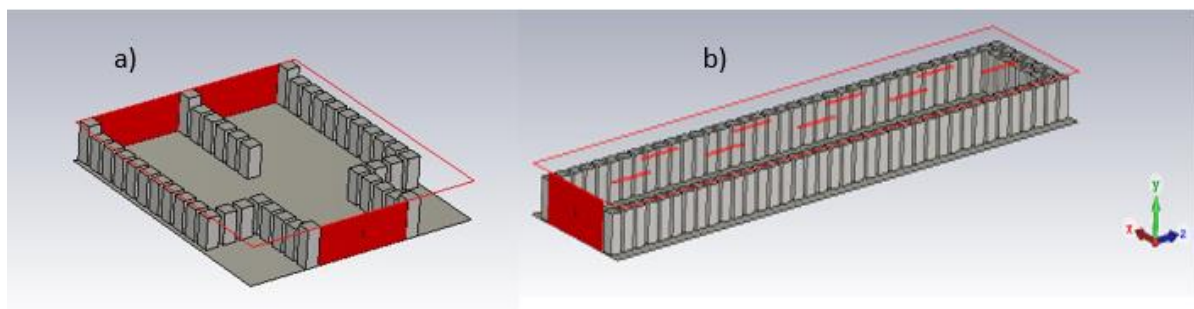


Ilustración 106 - Elementos del array plano de una fila, a) divisor de potencia y b) guía onda ranurada en tecnología Groove Gap Waveguide

Una vez se han elegido los elementos a usar se procede a su integración creando el array plano con una fila de pines.

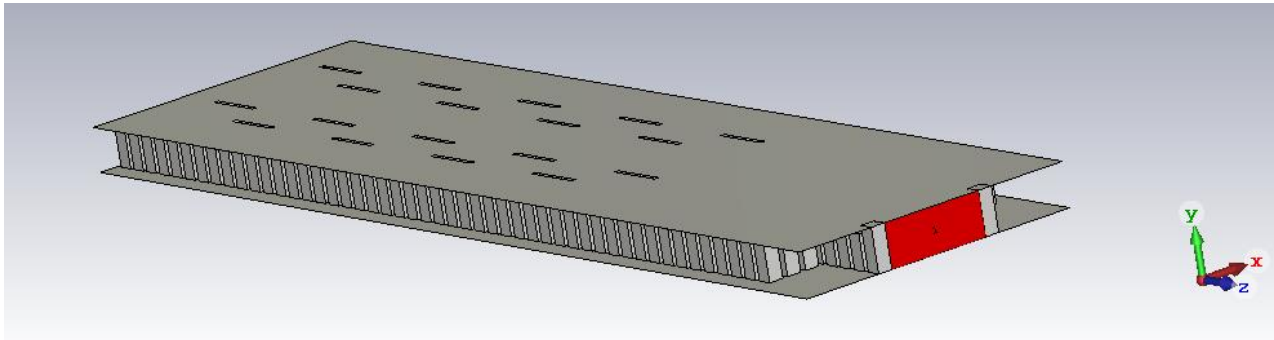


Ilustración 107- Estructura del array plano de una fila de pines

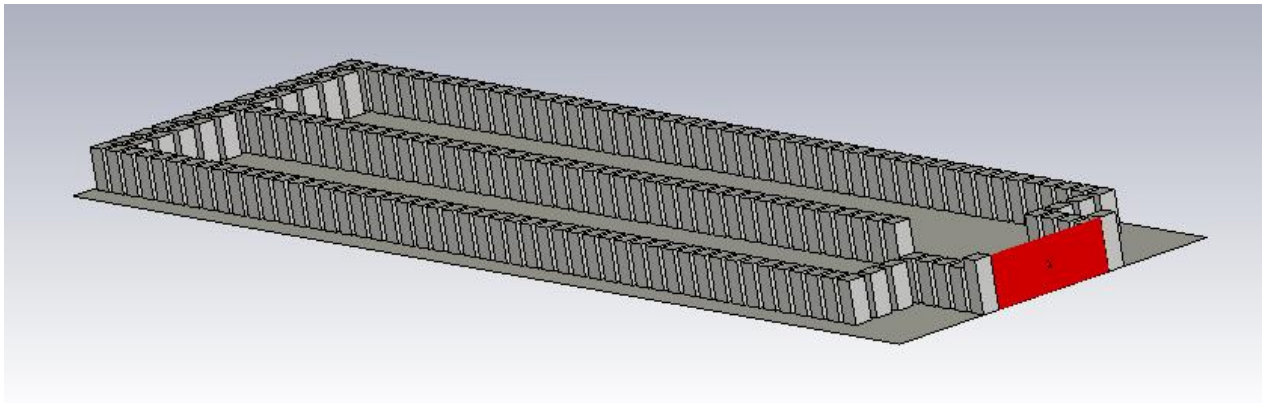


Ilustración 108-Distribución de pines en el array plano formado por una "bed of nails" de una fila de pines

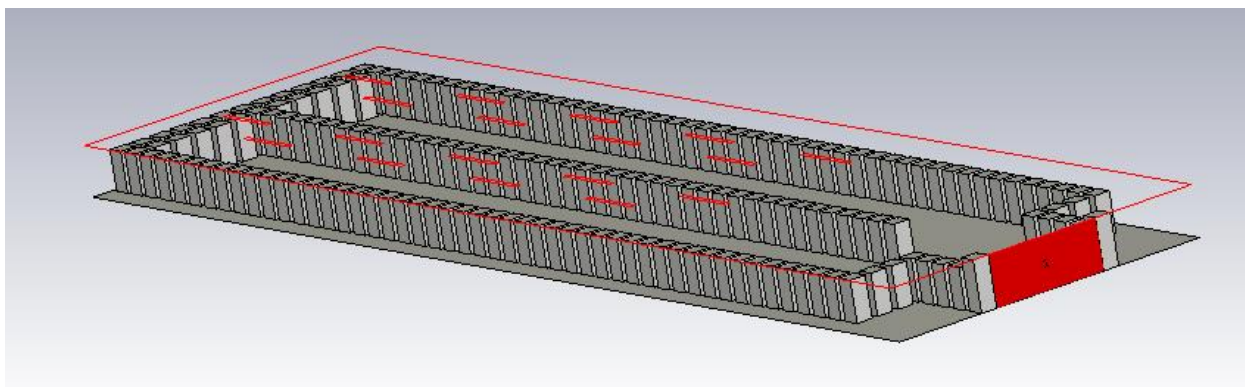


Ilustración 109- Distribución de las ranuras y pines a lo largo del array plano

Como podemos observar en las ilustraciones anteriores, ambas ranuras comparten la misma pared lateral, en este caso, formado por una fila de pines. La integración de los elementos es perfecta, esto se debe a que la periodicidad y el tamaño de los pines es igual para todos, a simple vista no sabríamos en qué lugar comienza la guía de ondas o finaliza el divisor de potencia, salvo por las ranuras situadas en la pared superior, las cuales nos indican que esa parte del array es la que se corresponde con la guía onda ranurada en tecnología Groove Gap Waveguide.

A continuación, vamos a proceder a simular nuestro array plano para estudiar los resultados que obtenemos:

1.- Parámetro de reflexión $S_{1,1}$:

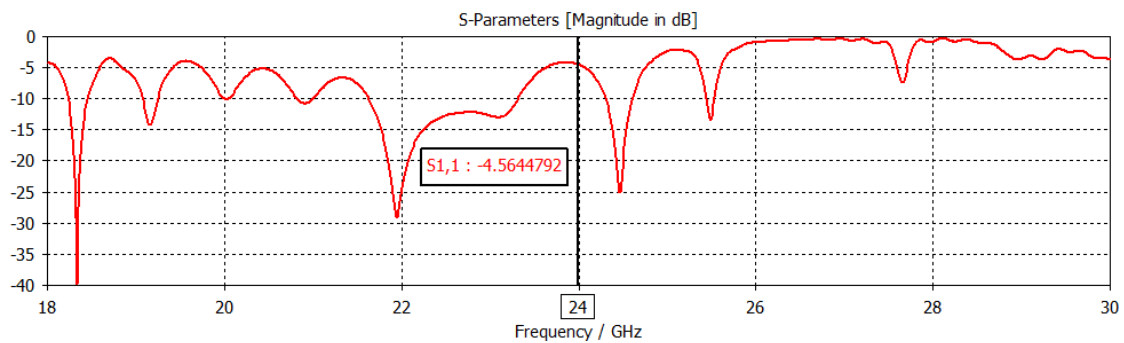


Ilustración 110- Representación del parámetro $S_{1,1}$

Para este caso, el valor del parámetro $S_{1,1}$ son -4.56dB por lo que es superior a -10dB. Por consiguiente, no se cumple la condición de adaptación y el array plano no estaría adaptado. Pero podemos observar en la ilustración anterior que para un valor superior de la frecuencia de operación sí que se cumpliría la condición y la antena estaría adaptada.

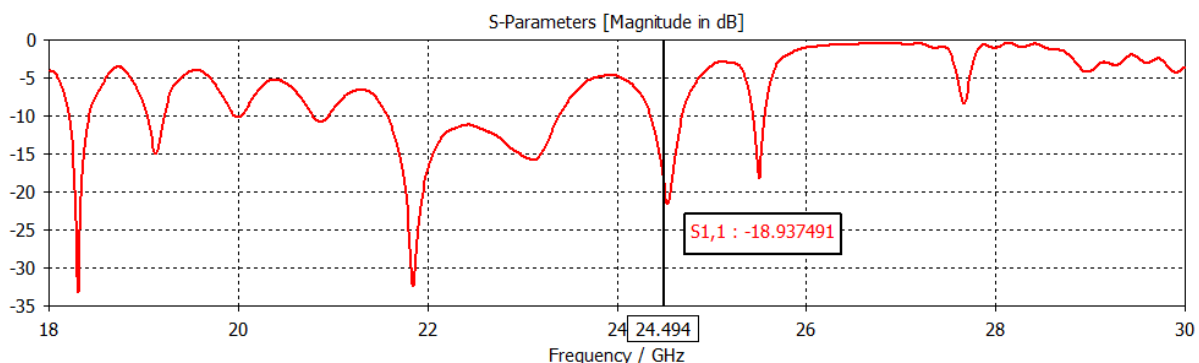


Ilustración 111- Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ para una frecuencia de operación de 24.5GHz

Como podemos observar, para esta frecuencia el parámetro de reflexión tendría un valor de -18.93dB, y el array plano estaría adaptado.

2.- Amplitud de la distribución de corriente en cada una de las ranuras del array plano (V/m):

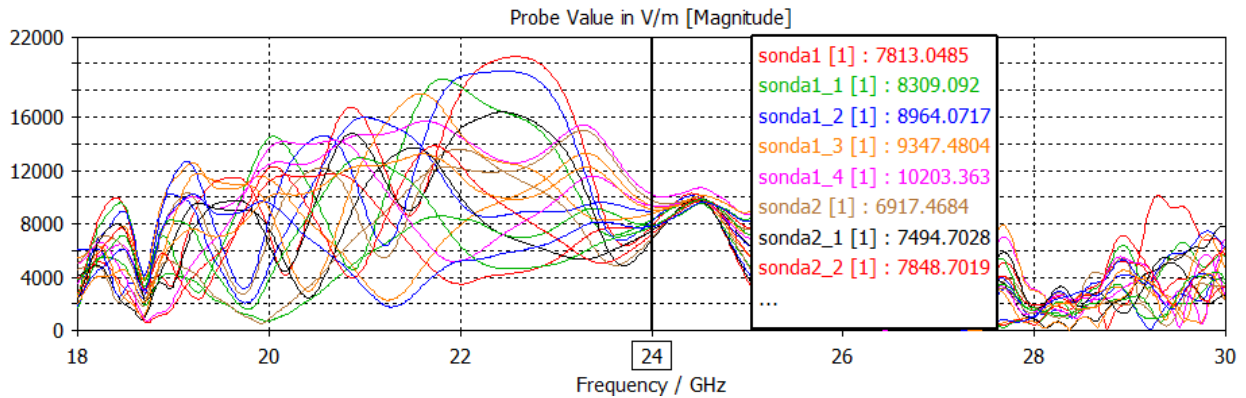


Ilustración 112- Distribución de los valores de la amplitud de la corriente en cada una de las ranuras para la frecuencia de operación

Array plano 1 fila de pines			
Array	Ranura	Amplitud (V/m)	Amplitud normalizada
1	#1	7813	0,766
	#2	6917	0,678
	#3	8309	0,814
	#4	7495	0,735
	#5	8964	0,879
	#6	7849	0,769
	#7	9347	0,916
	#8	7891	0,773
	#9	10203	1,000
2	#1	6765	0,663
	#2	8208	0,804
	#3	7218	0,707
	#4	8778	0,860
	#5	7780	0,763
	#6	9335	0,915
	#7	7803	0,765
	#8	9771	0,958
	#9	9074	0,889

Tabla 19- Valor de la amplitud de corriente en cada una de las ranuras

Como se puede apreciar en la figura y tabla anteriores, los valores de las amplitudes tienden a ser uniformes, pero de una ranura a otra pueden distar 4 000 V/m, lo cual es una diferencia considerable.

La uniformidad de las amplitudes para esta frecuencia es mayor que para otras, pero menor que para una frecuencia un poco superior. Por consiguiente, vamos a comprobar los valores de las amplitudes para una frecuencia de operación superior, esto es para 24.5 GHz.

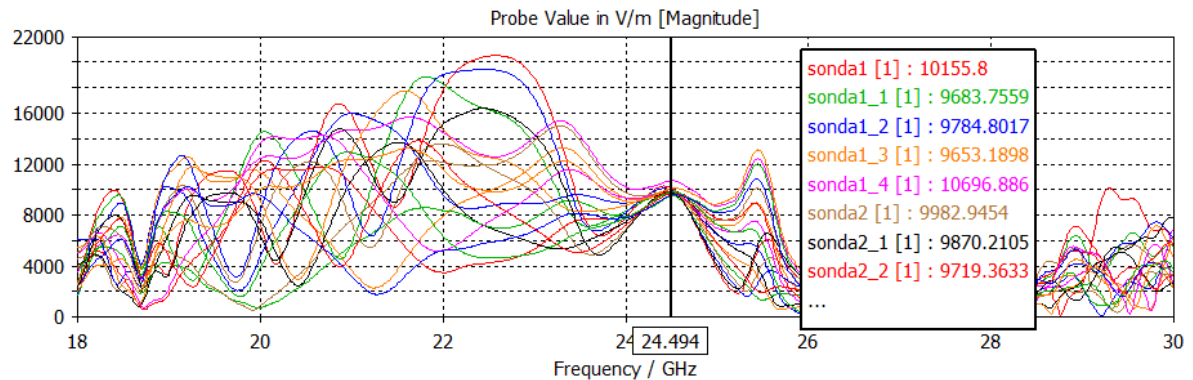


Ilustración 113- Representación de los valores de la amplitud de la corriente en cada ranura para una frecuencia de operación superior.

Tras la anterior ilustración podemos afirmar que, para una frecuencia de trabajo superior, conseguimos unas amplitudes de corriente en las ranuras más uniforme que para la frecuencia de operación.

3.- Valor de la fase de la corriente en cada una de las ranuras del array plano (°):

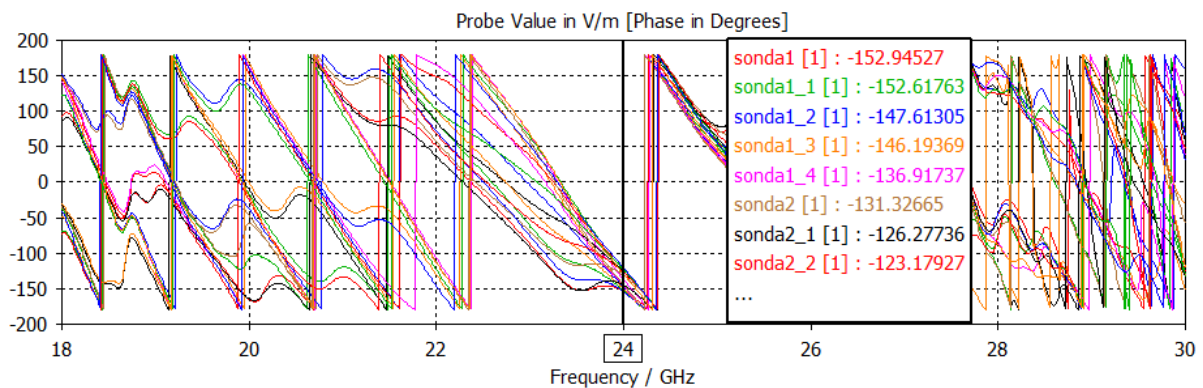


Ilustración 114- Representación de los valores de fase en cada una de las ranuras del array plano para la frecuencia de operación

Para la frecuencia de operación, 24 GHz, obtenemos unas fases más uniformes que para otras frecuencias, pero no podemos considerar que estas son uniformes ya la fase de una ranura a otra pueden distar 30°. Se puede observar en la ilustración que para una frecuencia de trabajo superior podemos obtener unas fases más uniformes. De manera que vamos a comprobarlo.

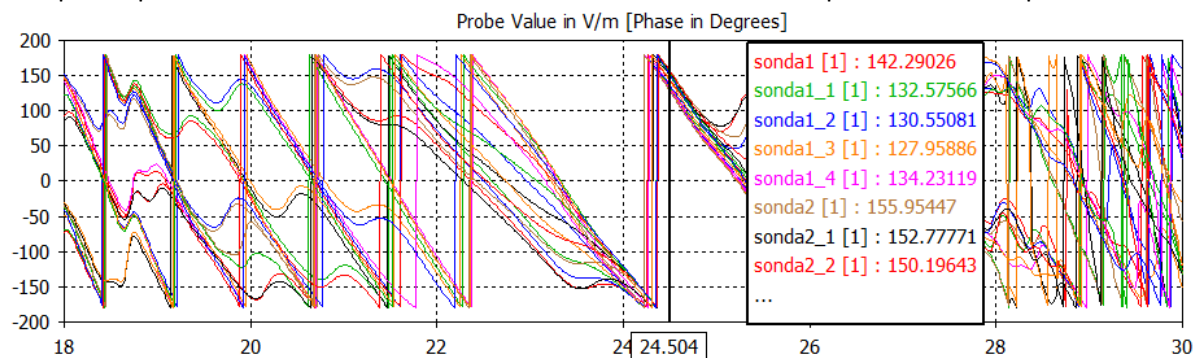


Ilustración 115- Representación de los valores de fase en cada una de las ranuras del array plano para una frecuencia de operación superior

Como se puede apreciar en la anterior ilustración, las fases para esta nueva frecuencia de operación son más uniformes que para 24GHz, y estas se han desplazado 180°, pero aun así no se cumple la uniformidad ya que la fase de una ranura a otra puede distar 28°. De manera que para el caso de las fases no podemos afirmar que se mejoren con una frecuencia de operación superior a 24GHz.

4.- Diagrama de radiación:

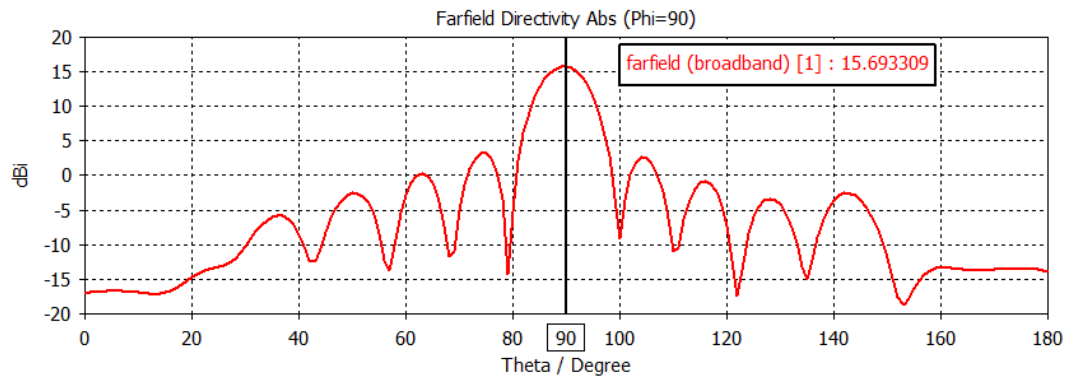


Ilustración 117-Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas para phi=90°

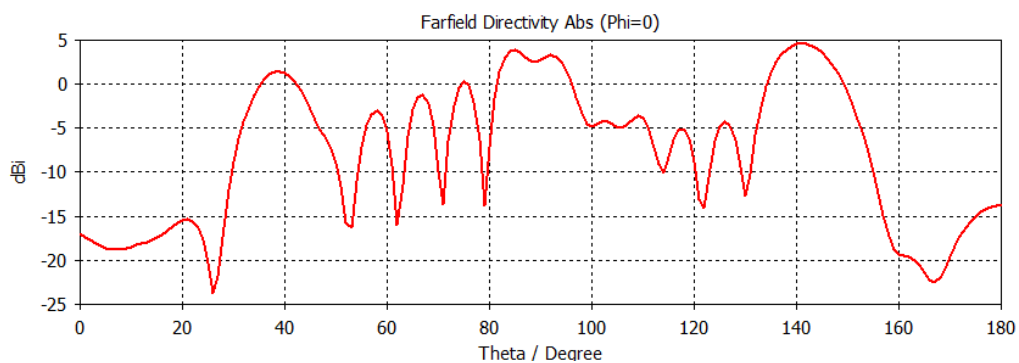


Ilustración 116-Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas para phi=0°

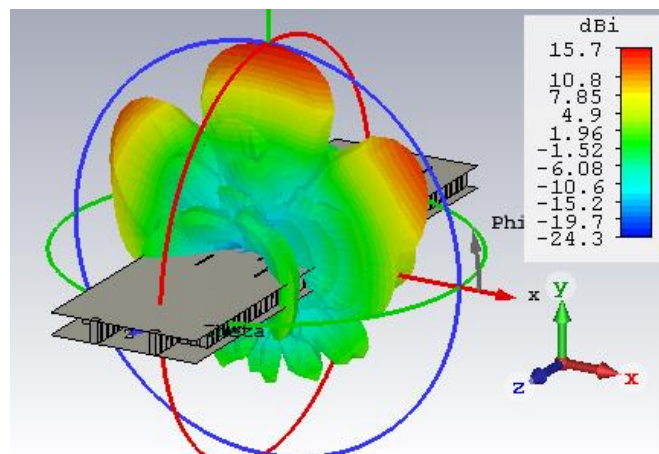


Ilustración 118- Diagrama de radiación en 3D

Para este caso tenemos una amplitud de 15.7 dB, y fijándonos en la amplitud que obteníamos con la guía de onda sin formar un array plano, podemos afirmar que la directividad en este caso es mayor pero no demasiado. A continuación, vamos a calcular el valor de las amplitudes de los lóbulos secundarios, y la relación de estos con el lóbulo principal.

Como se puede observar en la siguiente figura, la directividad de la antena es de 15.7dB, mientras que la amplitud del lóbulo secundario de 3.4 dB, lo que hace una relación de lóbulo principal-secundario de 12.3dB. Cabe destacar de la representación del diagrama de radiación para el plano en $\phi=0^\circ$, como aparecen grating lobes. Para este plano a diferencia del plano en que $\phi=90^\circ$, el diagrama no es simétrico, esto se debe a la colocación de los arrays de ranuras, ya que no son simétricos entre sí. Debido a la aparición de estos grating lobes, la directividad ha disminuido, pero el haz principal se ha convertido en un haz de tipo pincel. A diferencia que, para el caso de los arrays de ranuras, en los que los diagramas de radiación para el plano $\phi=0^\circ$ eran omnidireccionales.

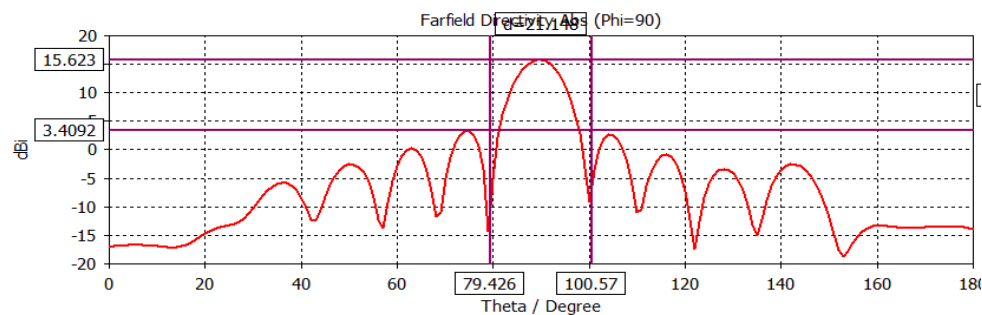


Ilustración 119- Relación lóbulo principal con lóbulos secundarios

Al igual que para los parámetros anteriores, podemos calcular el diagrama de radiación para una frecuencia superior de trabajo, en este caso de 24.5 GHz, para comprobar si para el diagrama de radiación mejoran también los resultados.

Como se puede ver en la ilustración la directividad ha descendido 0.35 dB, esta diferencia no es muy notable, pero se puede afirmar que para el caso del diagrama de radiación no mejoramos los resultados trabajando con una frecuencia de operación superior.

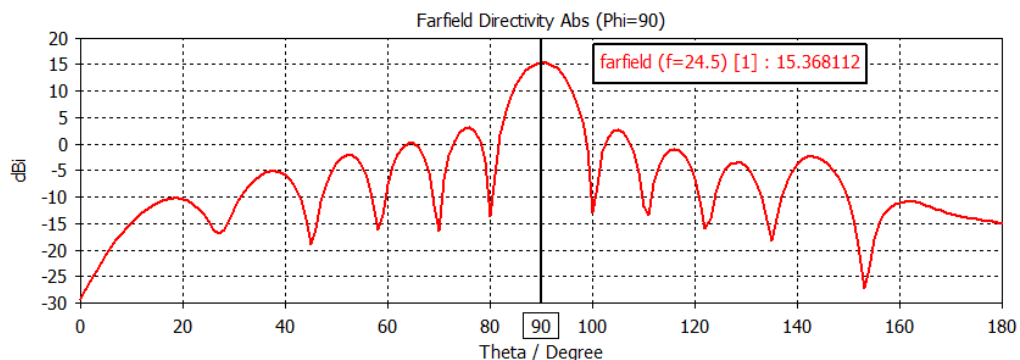


Ilustración 120- Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas para una frecuencia de trabajo superior, 24.5 GHz

5.- Distribución del campo E dentro de la guía:

Para poder ver el campo E en el array plano, lo representaremos en dos planos diferentes. Estos planos serán uno horizontal, que mida el campo en la mitad del array, y el otro será vertical y estará colocado en la transición del divisor de potencia a las guías ondas ranuradas en tecnología Groove Gap Waveguide.

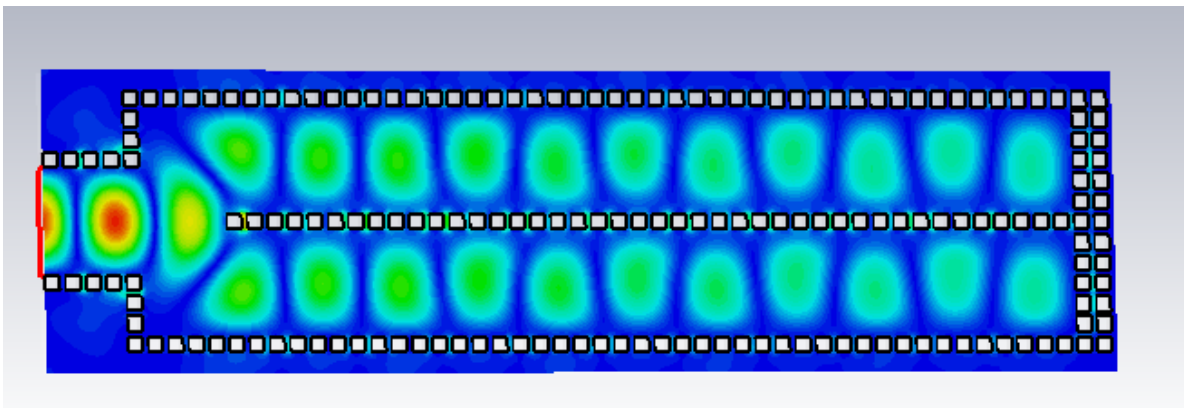


Ilustración 121- Representación del campo E para un plano horizontal

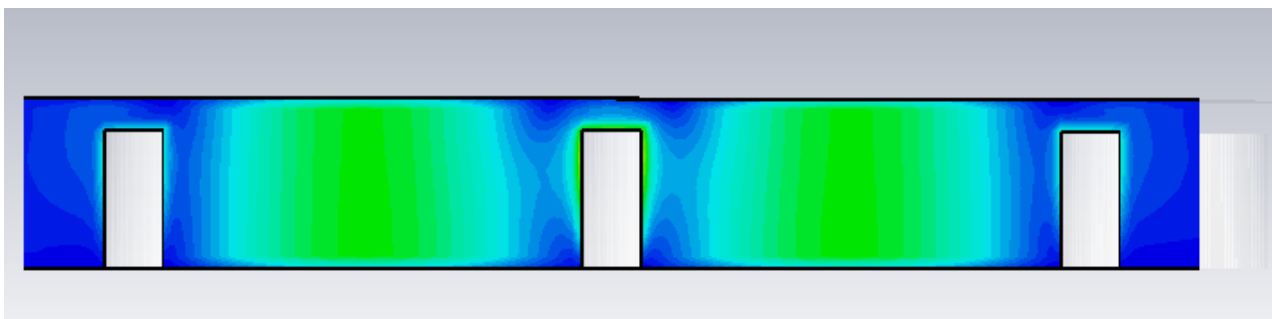


Ilustración 122- Representación del campo E para un plano vertical

Para ambas representaciones, se puede apreciar como el campo E se reparte de igual manera por cada una de las guías, demostrando así el correcto funcionamiento del divisor de potencia.

5.1.2 Array plano con dos filas de pines

Para este segundo caso, todos los elementos que tenemos que integrar (divisor de potencia y dos guías de onda ranuradas en tecnología Groove Gap Waveguide) tienen que estar formados por una "bed of nails" de dos filas de pines. Si esto ocurre, no tendremos ninguna irregularidad en la distribución de los pines. En la siguiente ilustración mostraremos los elementos formados por una "bed of nails" de dos filas de pines que tenemos que integrar.

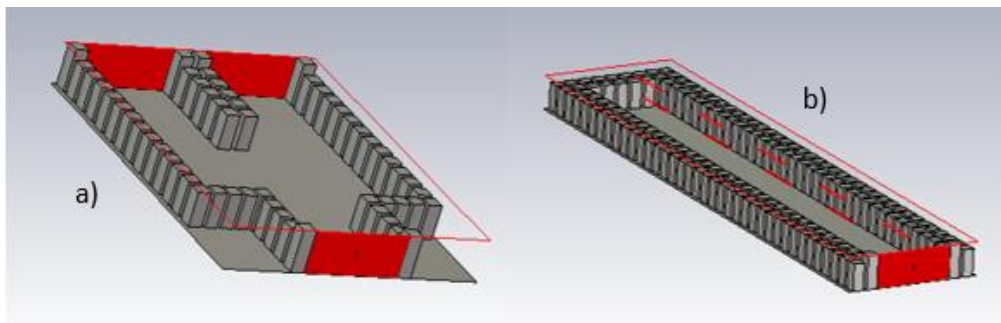


Ilustración 123- Elementos a integrar con una "bed of nails" de dos filas de pines

Una vez se han integrado ambos elementos obtenemos una estructura de la siguiente manera:

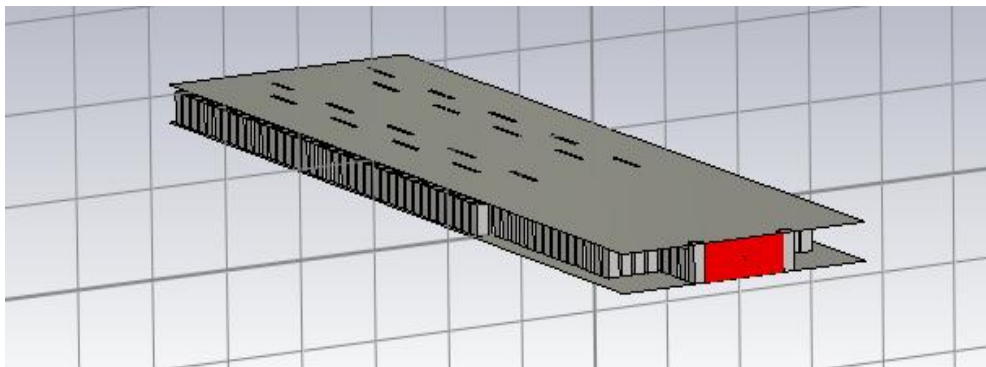


Ilustración 125 Estructura del array lineal formado por una "bed of nails" de dos filas de pines

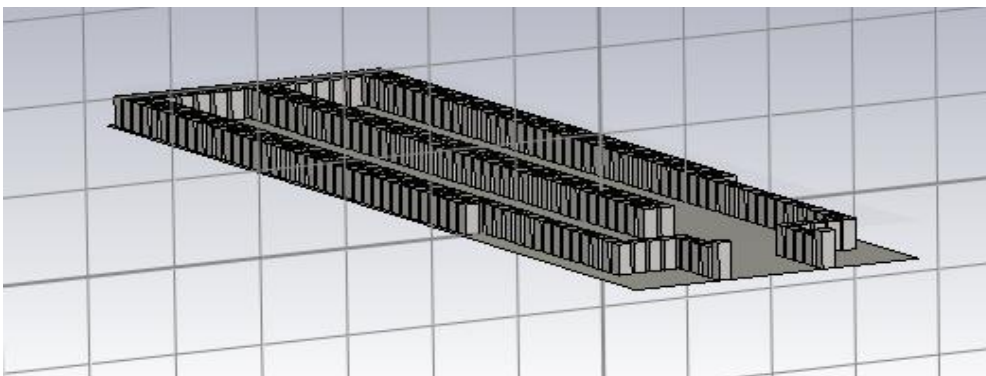


Ilustración 124- - Distribución de los pines a lo largo del array plano

Como se puede observar en la anterior ilustración, hay un punto del plano en que la “bed of nails” que forma la pared lateral pasa de una fila de pines a dos, esto indica el lugar donde empieza la guía onda ranurada y finaliza el divisor. Esto ocurre porque el divisor de potencia únicamente está formado por dos filas de pines en la parte central, la cual sirve para dividir la potencia en dos partes, mientras que las paredes laterales siempre están formadas por una fila de pines. En la siguiente ilustración podremos ver mejor esta explicación.

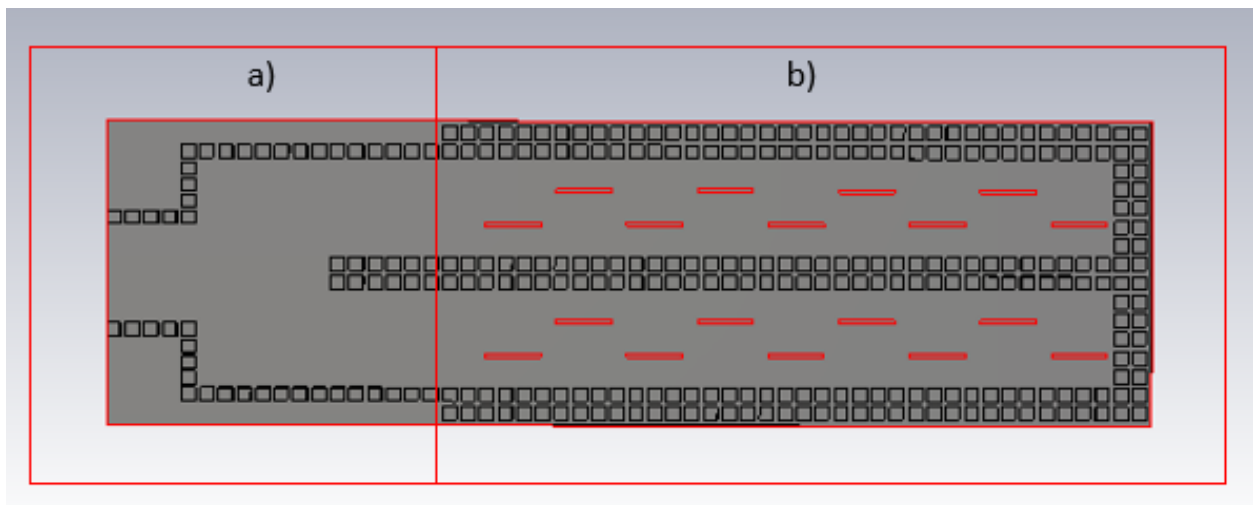


Ilustración 126- Partes del array plano, a) divisor de potencia y b) guías ondas ranuradas

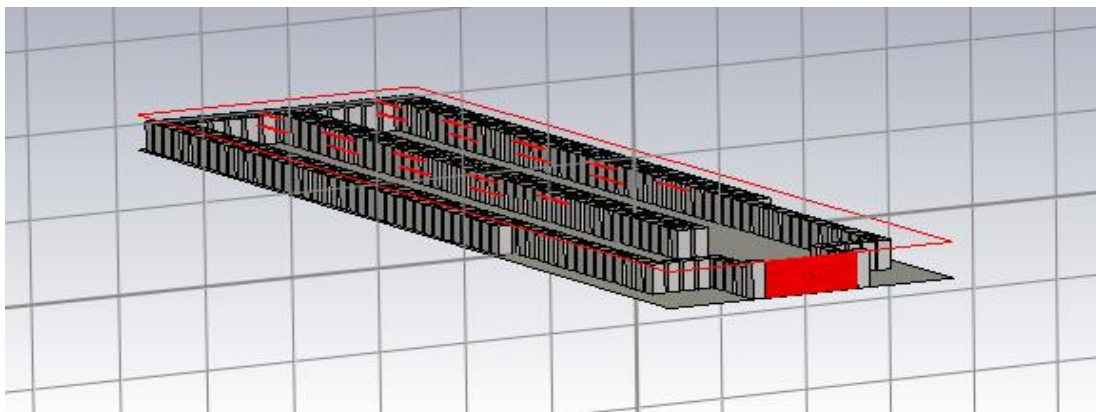


Ilustración 127- Distribución de las ranuras y los pines en el array plano formado por una "bed of nails" de dos filas de pines

Como se puede apreciar en todas las ilustraciones, la integración entre el divisor de potencia y las guías de onda ranuradas en tecnología Groove Gap Waveguide es perfecta. La periodicidad entre todos los pines es correcta, y no hay ningún espacio que sea mayor que otros. Cabe destacar, como ya hemos indicado anteriormente, que para este caso se puede distinguir el punto del array plano en el que se pasa del divisor a la guía, ya no solo por las ranuras de la pared superior sino también por las filas de pines laterales.

A continuación, vamos a proceder a simular nuestro array plano para estudiar los resultados que obtenemos:

1.- Parámetro de reflexión $S_{1,1}$:

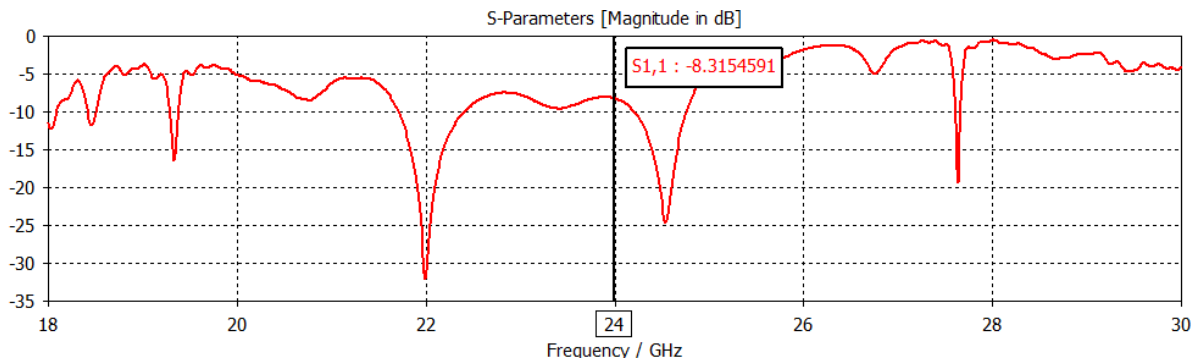


Ilustración 128- Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ para la frecuencia de operación, en el caso de que el array plano esté formado por una "bed of nails" de dos filas de pines

Como ya hemos explicado en apartados anteriores, para tener un valor aceptable de adaptación, el parámetro $S_{1,1}$ tiene que ser inferior a -10 dB, para este caso se podría decir que no conseguimos una buena adaptación de la antena debido a que el parámetro de reflexión no es inferior al valor indicado anteriormente. Aun así, para el valor que hemos obtenido que ha sido -8,31 dB, no se le puede considerar malo ya que, para este tipo de antenas, si el parámetro de reflexión es brevemente superior a -10 dB se le puede considerar aceptable. Pero si estudiamos la representación del parámetro podemos observar que para una frecuencia ligeramente superior se puede conseguir una adaptación mucho mejor, por lo que vamos a comprobar que frecuencias son estas.

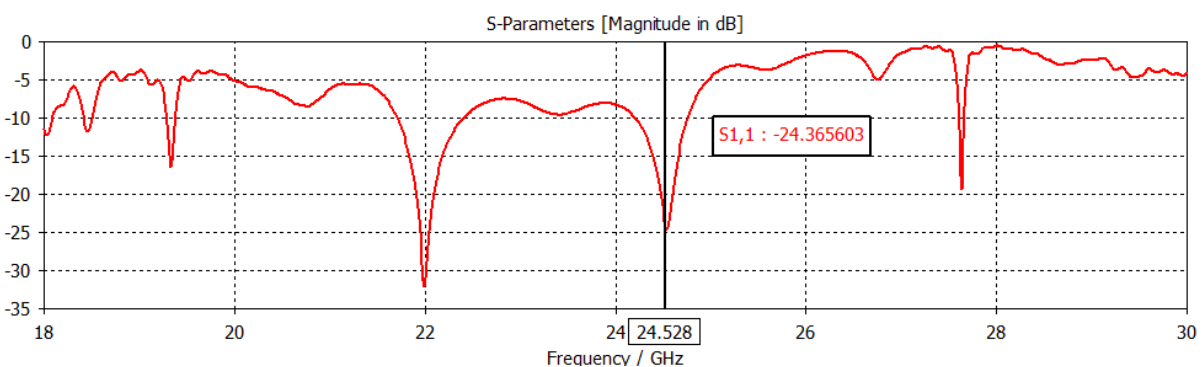


Ilustración 129- Representación del parámetro de reflexión $S_{1,1}$ para una frecuencia de operación superior

Para una frecuencia de operación en torno a los 24.5 GHz obtenemos un parámetro de reflexión de -24.36 dB, consiguiendo de esta manera una mejor adaptación de la antena. Este caso ya no ocurriría para el array plano formado por una fila de pines en el que para una frecuencia ligeramente superior también se obtenían unos mejores resultados. Al igual que hicimos para ese caso, ahora también iremos comparando los resultados que obtenemos para ambas frecuencias de operación.

2.- Amplitud de la distribución de corriente en cada una de las ranuras del array plano (V/m):

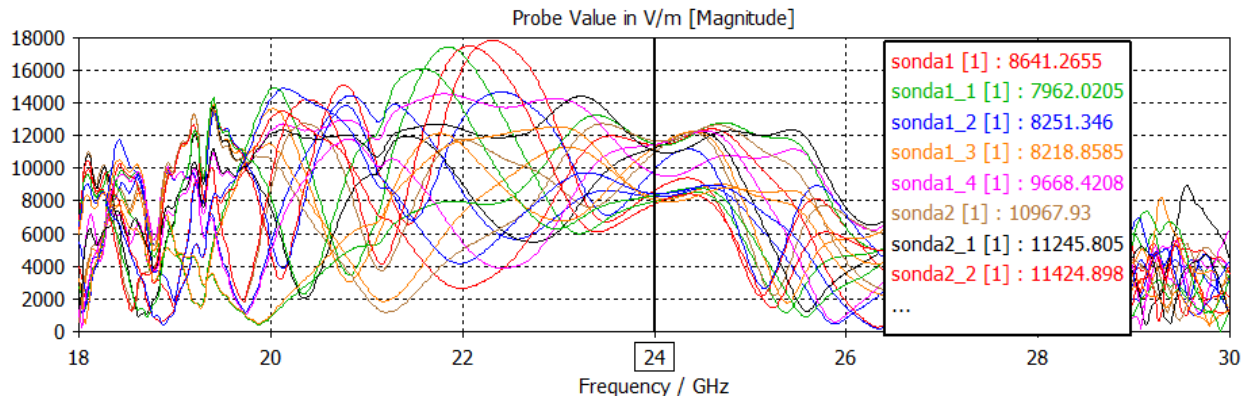


Ilustración 130- Representación de los valores, en amplitud, de la corriente para cada una de las ranuras del array plano

Para este caso no obtenemos unos valores de las corrientes en cada una de las ranuras uniforme. Además, para unos valores de frecuencia superior tampoco obtendríamos una mejoría de estas corrientes. Esto se debe principalmente a la potencia que se pierde por la “bed of nails” central, ya que si observamos las amplitudes, las que tienen unos valores más bajos son las que se corresponden con aquellas ranuras que están situadas más próximas a las filas de pines centrales.

Array plano 2 filas de pines			
Array	Ranura	Amplitud (V/m)	Amplitud normalizada
1	#1	8641	0,739
	#2	10967	0,939
	#3	7962	0,681
	#4	11246	0,962
	#5	8251	0,706
	#6	11425	0,978
	#7	8219	0,703
	#8	11493	0,984
	#9	9668	0,827
2	#1	9947	0,851
	#2	7811	0,668
	#3	11259	0,964
	#4	8328	0,713
	#5	11445	0,979
	#6	8454	0,723
	#7	11685	1,000
	#8	8058	0,690
	#9	11053	0,946

Tabla 20- Valor de la amplitud de la corriente en cada una de las ranuras del array plano

3.- Valor de la fase de la corriente en cada una de las ranuras del array plano (°):

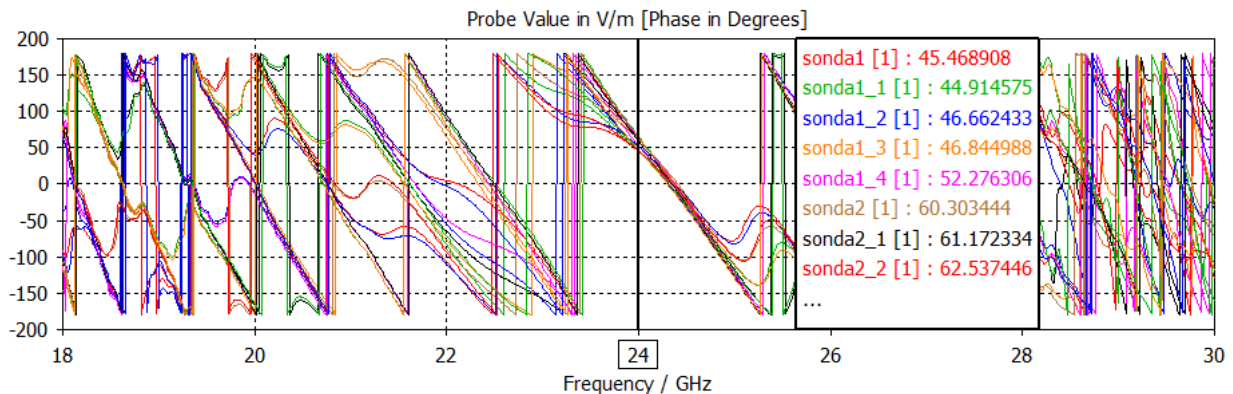


Ilustración 131- Representación de los valores en fase, de la intensidad de corriente en cada una de las ranuras del array plano para la frecuencia de operación

Para la frecuencia de operación que estamos usando durante el proyecto obtenemos unos valores de la fase de la corriente en cada una de las ranuras uniforme. La máxima diferencia de fase entre una ranura y otra puede alcanzar los 18° , no es uniformidad de fase ideal, pero si lo comparamos con otras frecuencias, los valores que obtenemos son mucho mejores. A priori, si lo comparamos con una frecuencia de 24.5 GHz, visualmente parece que podemos obtener unos valores de fase más uniformes, pero como se puede demostrar en la siguiente ilustración, para este caso la diferencia de fase sería de 16° , de manera que no mejoraríamos mucho la situación.

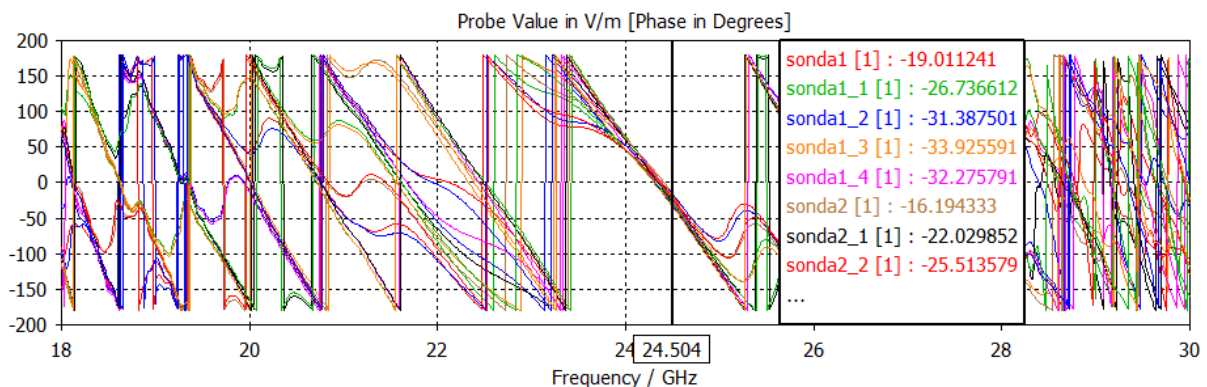


Ilustración 132- Representación de los valores en fase, de la intensidad de corriente en cada una de las ranuras del array plano para frecuencia de operación superior

4.- Diagrama de radiación:

Como se puede ver en las dos ilustraciones siguientes, para la frecuencia de operación obtenemos un valor de la directividad de 16.36 dB, superior al valor que se obtenía para el caso de que la “bed of nails” estuviera formada por una fila de pines, y hasta el momento el mejor de todos los resultados que hemos obtenido.

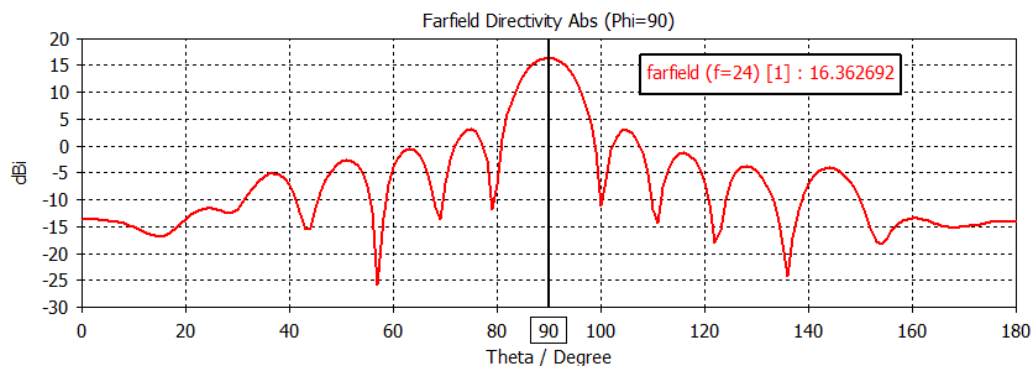


Ilustración 133- Representación del diagrama de radiación obtenido tras la simulación del array plano con una "bed of nails" de dos filas de pines en la frecuencia de operación en el plano $\phi=90^\circ$

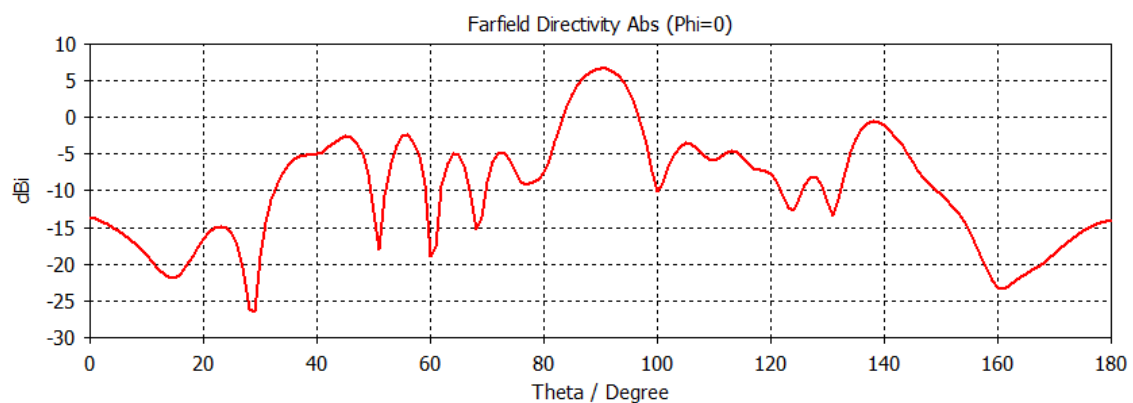


Ilustración 134- Representación del diagrama de radiación obtenido tras la simulación del array plano con una "bed of nails" de dos filas de pines en la frecuencia de operación en el plano $\phi=0^\circ$

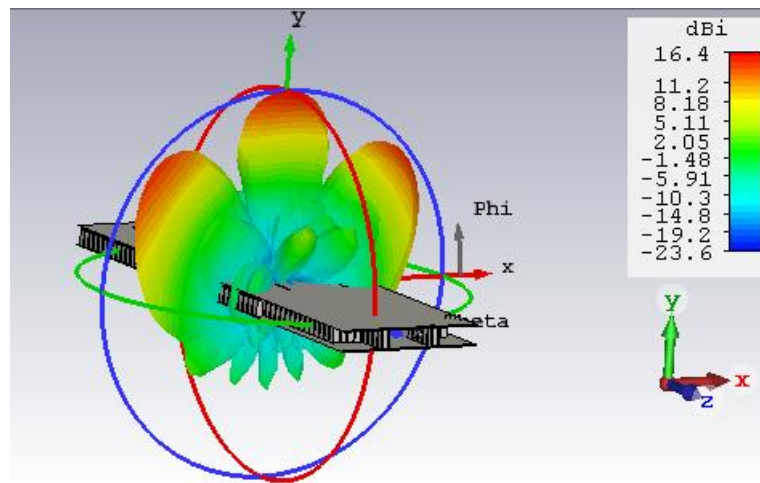


Ilustración 135- Diagrama de radiación en 3D obtenido tras la simulación del array plano con una "bed of nails" de dos filas de pines en la frecuencia de operación

Al igual que nos ocurría para el caso en que la "bed of nails" estaba formada por una fila de pines, para este caso el diagrama de radiación tampoco es simétrico en el plano en que $\phi=0^\circ$, también se puede apreciar como en este plano aparecen grating lobes, esto se debe a que la distancia entre los arrays es mayor que la longitud de onda (λ_0). Estos grating lobes provocan que la directividad sea menor, pero en cambio hacen que el haz principal sea de tipo pincel, a diferencia del array de ranuras individual cuyo diagrama de radiación para el plano $\phi=0^\circ$ es omnidireccional.

En la siguiente ilustración vamos a calcular mediante los marcadores, el valor de la amplitud de los lóbulos secundarios, así como la relación lóbulo principal-secundario.

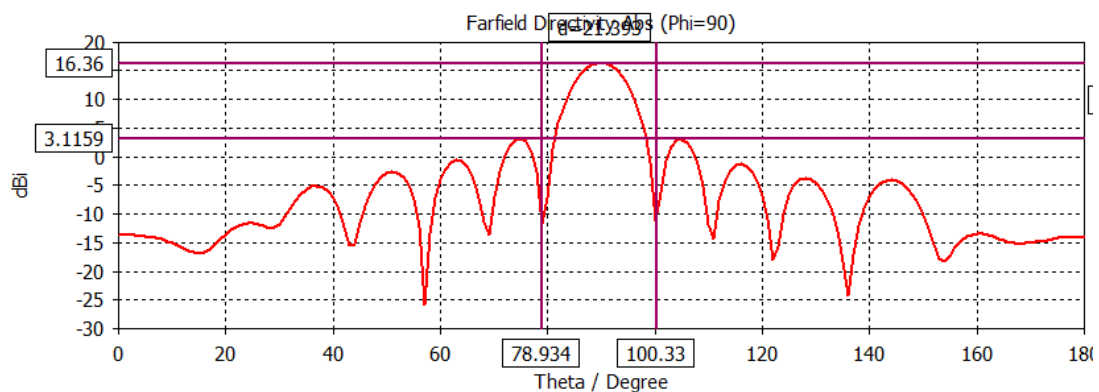


Ilustración 136- Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas, mostrando mediante marcadores los valores principales

Para este caso obtenemos una amplitud de lóbulo secundario de 3.12 dB, y con ello una relación lóbulo principal-secundario de 13.2 dB.

A continuación, vamos a simular el diagrama de radiación para una frecuencia de operación superior, 24.5 GHz, para comprobar así si conseguimos una mayor amplitud tanto del lóbulo principal como de la relación lóbulo principal-secundario.

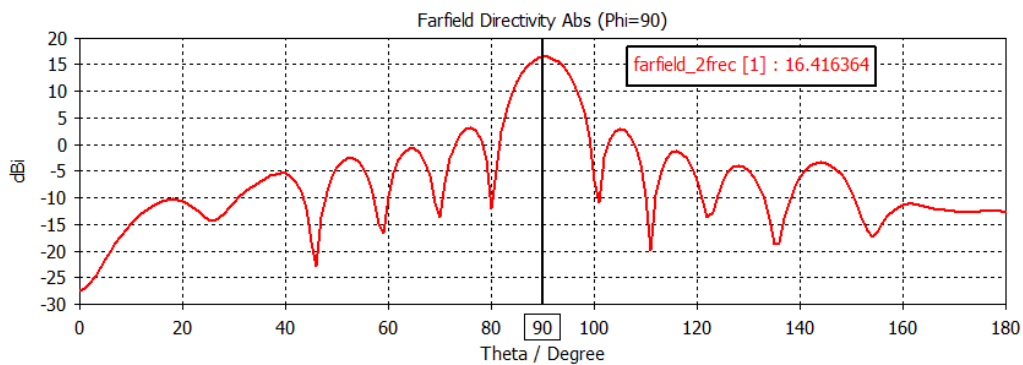


Ilustración 137- Diagrama de radiación obtenido tras la simulación del array plano con una "bed of nails" de dos filas de pines en la frecuencia de operación superior, 24.5 GHz

Para una frecuencia ligeramente superior a la de operación en la que habíamos obtenido anteriormente resultados mejores, como han sido el parámetro de reflexión o la uniformidad de las fases de la corriente en cada una de las ranuras, ahora para el diagrama de radiación hemos obtenido también una amplitud del lóbulo principal ligeramente superior a la obtenida con la frecuencia de trabajo de 24GHz. El valor de la nueva amplitud del lóbulo superior es de 16.41 dB, tan solo 0.05 dB más grande.

Cabe destacar que se ha aumentado la directividad con respecto a los casos en que solo teníamos una antena, en este caso el array plano está formado por dos. Pero debido a que han aparecido grating lobes, la directividad no ha aumentado tanto como cabría esperar.

5.- Distribución del campo E dentro de la guía:

Para poder estudiar los valores de la distribución del campo E a lo largo del array plano vamos a colocar un plano horizontal y otro vertical, el primero a lo largo de toda la antena a una altura $b/2$, mientras que el segundo lo situaremos en la zona de la antena en la que se produce la transición del divisor de potencia a las guías de ondas ranuradas en la tecnología Groove Gap Waveguide formadas por una "bed of nails" de dos filas de pines.

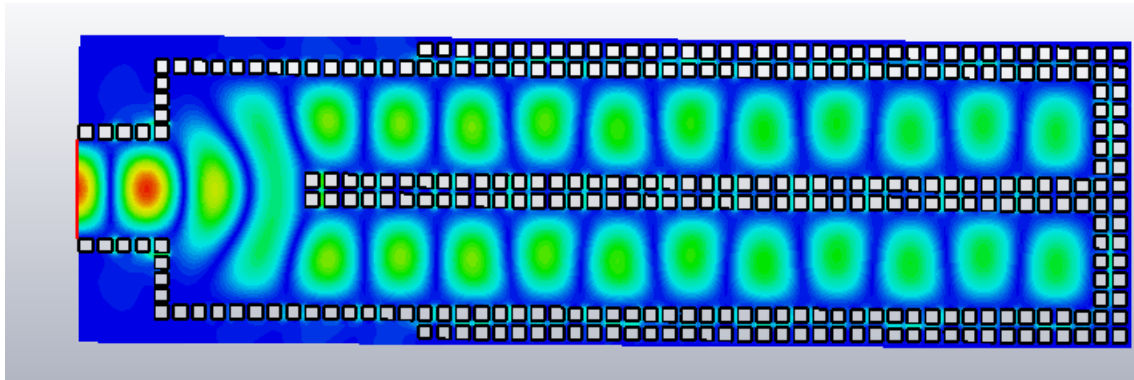


Ilustración 139 Representación del campo E en un plano horizontal a lo largo del array plano con un "bed of nails" formada por dos filas de pines en la frecuencia de operación

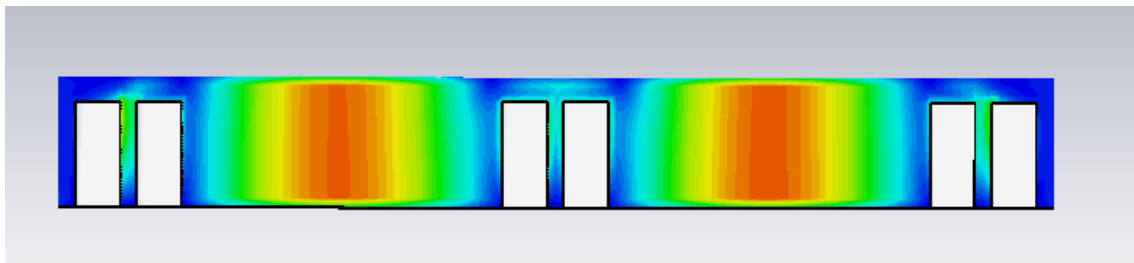


Ilustración 138- Representación del campo E en un plano vertical a lo largo del array plano con un "bed of nails" formada por dos filas de pines en la frecuencia de operación

5.2 Alimentación del array plano

En cuanto a la alimentación del array plano, como hemos elegido unas dimensiones de la sección transversal de la guía de ondas estandarizadas, 10.668 x 4.318 mm, podemos alimentarlo mediante un adaptador coaxial comercial de la siguiente manera:



Ilustración 140-Adaptador coaxial para la alimentación del array



Ilustración 143-Dimensiones del adaptador coaxial



Ilustración 142-Entrada del cable coaxial en el adaptador

Utilizando este tipo de adaptador conseguimos introducir toda la potencia dentro del divisor y tener unas pérdidas mínimas.

5.3 Conclusiones

Se ha podido comprobar que al integrar un divisor de potencia simple en Y, con dos guías de ondas de ranuras, se ha conseguido crear un array plano. Este array plano al igual que en los apartados anteriores puede estar formado por dos tipos diferentes de estructuras Groove Gap, uno formado por una fila de pines y el otro formado por dos filas. Estos han sido los casos que se han estudiado en este apartado y de los que podemos sacar varias conclusiones.

- La primera de ellas, es que cuando el array está formado por dos filas de pines la directividad es mayor, así como el parámetro de reflexión $S_{1,1}$. Es por ello, que, si tuviéramos que elegir alguna de estas estructuras fijándonos en estos dos parámetros, nos decantaríamos por este caso, el cual es cuando la estructura está formada por una “bed of nails” de dos filas de pines.
- La segunda conclusión se corresponde con los valores de los parámetros de reflexión, ya que en ninguno de los posibles casos dicho parámetro es inferior a -10 dB. Cabe destacar que el parámetro correspondiente al segundo caso es muy próximo a este valor. Esto suele ocurrir normalmente cuando se diseñan las antenas, de manera que si el parámetro de reflexión no es inferior a -10 dB, pero sí es próximo, se puede considerar aceptable. Además, como se puede apreciar en las representaciones de los parámetros $S_{1,1}$, existe un pico de valor inferior a -20dB, en una frecuencia muy cercana a la de operación. Para conseguir que estos valores de adaptación mejorasen habría que optimizar el divisor de potencia de forma conjunta con las antenas.

- Por último, como podemos apreciar en las distintas representaciones de los diagramas de radiación, aparecen grating lobes. La aparición de estos lóbulos se debe a que la distancia entre los dos arrays es de 14.168mm, o lo que es igual a $1.14\lambda_0$. Cuando la distancia entre los arrays es superior a λ_0 aparecen los grating lobes. La aparición de los grating lobes en el plano de $\phi=0^\circ$ tienen varias consecuencias sobre nuestro array plano, la primera de ellas es que la directividad de la antena disminuye, pero también a la vez nos permite radiar a más direcciones. Y la segunda es que el haz principal de nuestra antena se ha convertido en uno de tipo pincel, a diferencia de antes que prácticamente era omnidireccional en este plano, este tipo de haces son ideales para las comunicaciones punto a punto.

Capítulo 6

6. Conclusions and future lines

6.1 Main conclusions

The promising Gap Waveguide technology is developing since 2012 as an alternative to replace current waveguide technologies as traditional hollow waveguides or printed Microstrip and coplanar transmission lines. This is because of the several disadvantages that these classical technologies suffer when working with high frequencies, usually over 30GHz. Some examples can be high losses, or the problems to be manufactured due to the small sizes of the structures.

In this project, we have designed a planar array on Groove Waveguide Technology which is one kind of Gap Technology. There are three kinds of structures of Gap Waveguide: Ridge Gap Waveguide, Microstrip Gap Waveguide and Groove Gap Waveguide.

The planar array is composed by two slotted waveguides in Groove Gap Technology, and one power divider. The Groove gap waveguides are equivalent to the traditional hollow waveguides. To reach the conclusion of the equivalence, we have demonstrated two different methods: standing wave and dispersion diagrams. In both cases the result was positive, so it allows us to use the Groove gap waveguides as traditional waveguides taking advantages of the new developed technology. The main advantages are that this technology can be realized without good metal contacts between the parallel metal planes, making fabrication process easy and cheaper. For these reasons, the gap waveguide is a promising alternative to hollow waveguides and Microstrip lines for high frequency applications.

For the design of the waveguides, we have taken in consideration two design options, one option was a groove gap waveguide composed by one line of pins in each side, and the second one option was a groove gap waveguide composed by two lines of pins in each side also. After the options have been simulated (view 3.3), we have chosen the second option mainly due to the directivity because we obtain 1 dB more as a consequence of the more uniform amplitudes.

Regarding to the power divider, the one selected was the Y type. We sought a power divider with a reflection parameter under -10 dB, so that the power divider is well-matched, and also with transmission parameters over -3 dB ensuring low insertion losses. Once the different options have been designed and simulated, the final power divider uses two rows of pins, and its length between the end of the start guide and the beginning of the central bed of nails is of 18,8114 mm.

Finally, the planar array as a whole was the one composed by a groove gap waveguide made of walls with two rows of pins both for the power divider as in the two Groove gap waveguides. The design, at the selected operating frequency of 24GHz is not working properly as the reflection parameter is bigger than the required -10dB and the amplitudes are not uniform too. Working with little high frequency of 24.5GHz we get a better reflexion parameter under -10dB, and also more uniform amplitudes, but the directivity, which is almost the most important feature of an antenna, does not change a lot, just 0.05 dB higher. A global optimization of the power divider plus the antennas all together will probably give a better result and is one of the future research lines.

6.2 Future research lines

One of the main objectives for this promising gap waveguide technology is to reach the top of the waveguide technologies and become the leader technology to electromagnetic wave applications when using THz frequencies. Maybe in a near future the ideal way to manufacture this antenna would be a mass production to reduce the costs and designs. Using this technology is possible to develop several elements as filters, arrays, encapsulated... and also will be possible to develop an integrated solution including diplexers, antennas, filters and other active components to get a complete Radio-Frequency interface.

Gap waveguide technology can be used as a basic technology to design circuits and antenna system package for millimetre waveguides applications, as:

- Wireless communications by gigabit speed.
- High speed electrical connections.
- Point to point communcations.
- Control systems at airports to look for arms, explosives, droughts... on passengers.
- Sensing applications to cancer cells.
- Treatment applications of odontology imagery.
- Sensing of terrestrial mines and buried explosives.
- Quality control of insulating linker during its manufacturing.

Regarding to our project, there are some points to be develop or improve, these are the follow future lines of research:

- First of all, the manufacturing and measuring of the designed prototypes: the individual arrays, the power divider and the planar arrays. The workshop of the university was not able to manufacture the prototypes for this project for different technical reasons.
- Optimization of the positions and sizes of the slots on the waveguides, it is focused on improve the amplitude uniformity, directivity... mainly on groove gap waveguides and also on planar array. In the presented designs we have only used the positions of the slots to modulate their amplitudes. By using optimization tools, we can do a further optimization changing also the sizes of the slots.
- The designed planar arrays has grating lobes as the two rows are separated more than 1λ . We can do new designs where the operation frequency is not so different to the cut-off frequency of the waveguide (for instance by using a waveguide with a smaller cross section). In this way, the elements will be closer enough to avoid grating lobes.
- To realize bigger power dividers than 1:2, i.e., 1:4 and 1:8 to do bigger planar arrays in order to increase the directivity.

Capítulo 7

7. Presupuesto

Este capítulo será el encargado de justificar todos los costes que tengan relación con la elaboración del proyecto. Estos costes se dividirán de la siguiente forma:

- a) Coste del personal.
- b) Coste de la fabricación de los materiales.

a) Coste del personal:

La duración del proyecto ha sido de unos 4 meses, ya que lo comenzamos a mediados de febrero y se ha finalizado a mediados de junio. En total, se ha dedicado un tiempo medio de 3 horas diarias, contando únicamente días laborables, es decir de lunes-viernes, obtenemos un total de 90 días, y con ello 270 horas invertidas en el Trabajo Fin de Grado, estas horas se han repartido de la siguiente manera:

- Repaso del software de simulación: 5 horas. (1)
- Obtención de la documentación: 20 horas. (2)
- Diseño de la guía de ondas rectangular ranurada: 15 horas. (3)
- Simulación y estudio de la guía de ondas rectangular ranurada: 20 horas. (4)
- Diseño de la guía de ondas rectangular en la tecnología Groove Gap Waveguide: 20 horas. (5)
- Simulación y estudio de la guía de ondas rectangular ranurada en tecnología Groove Gap Waveguide: 40 horas. (6)
- Diseño del divisor de potencia: 10 horas. (7)
- Simulación y estudio del divisor de potencia: 25 horas. (8)
- Diseño del array plano: 5 horas. (9)
- Simulación y estudio del array plano: 20 horas. (10)
- Realización de la memoria: 90 horas. (11)

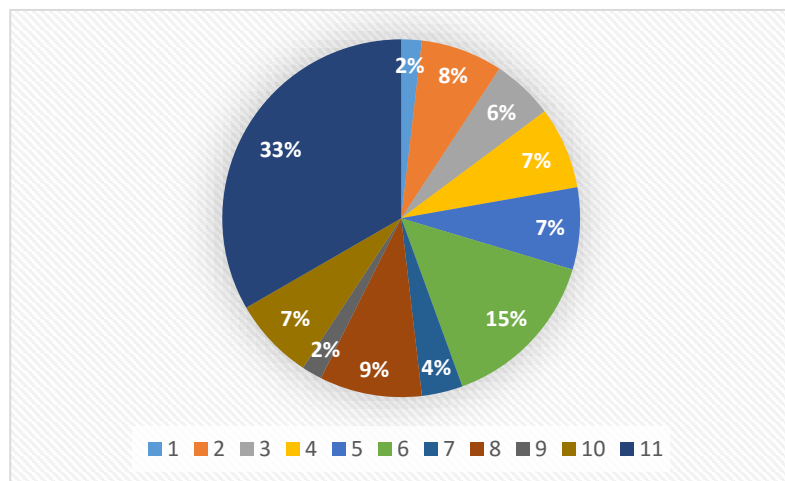


Ilustración 145- Porcentaje de tiempo dedicado a cada parte del proyecto

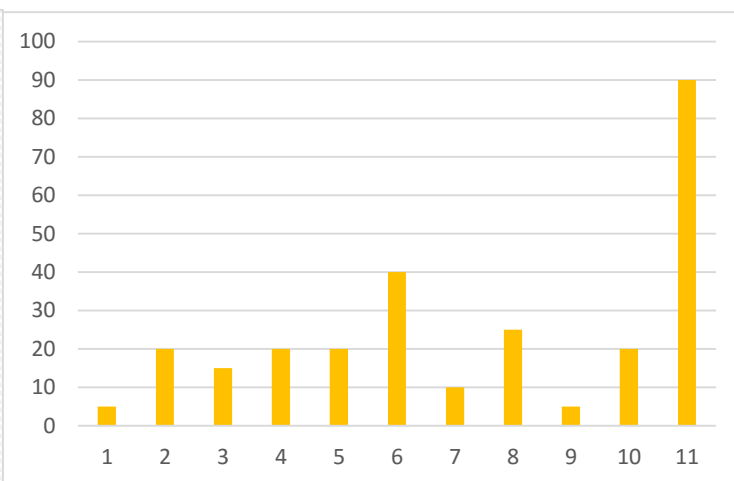


Ilustración 144 - Número de horas dedicadas a cada parte del proyecto

Para este reparto de horas nos hemos basado en la planificación previa del proyecto, la cual se muestra en el siguiente diagrama de GANTT:

Tareas	Febrero			Marzo					Abril				Mayo				Junio		
	S2	S3	S4	S1	S2	S3	S4	S5	S1	S2	S3	S4	S1	S2	S3	S4	S1	S2	S3
Repaso del software																			
documentación																			
Diseño Guía onda rectangular ranurada																			
Simulación y estudio guía onda ranurada																			
Diseño guía onda en tecnología Groove Gap Waveguide																			
Simulación y estudio guía onda en tecnología Groove Gap Waveguide																			
Diseño divisor de potencia																			
Simulación y estudio divisor de potencia																			
Diseño del array plano																			
Simulación y estudio del array plano																			
Realización de la memoria																			

Tabla 21- Diagrama GANTT, planificación del proyecto

Se ha estimado que el tutor ha dedicado al Trabajo de Fin de Grado entre tutorías, emails, revisiones y correcciones de la memoria... un total de 30 horas.

Se ha considerado un coste de las horas empleadas del alumno de 6€/hora, y en cuanto a las horas empleadas por el tutor del Trabajo Fin de Grado de 45€/hora.

Una vez conocido el tiempo empleado para la realización del proyecto por parte del tutor y del alumno, así como el precio unitario de sus horas, podemos estimar el coste que ha supuesto.

COSTE PERSONAL			
Empleado	Precio unitario (€/h)	Nº horas	Importe (€)
Tutor	6	270	1620
Alumno	45	30	1350
Total			2970

Tabla 22- Coste del personal

b) Coste de la fabricación de los materiales:

Para calcular el coste total de este apartado solamente tendremos en cuenta el presupuesto de la fabricación del array plano, ya que la licencia del software tanto de Matlab como de CST Studio han sido proporcionados por la universidad, ya que contaban con ello para múltiples proyectos. Además, no ha sido necesario adquirir ningún material extra. Por lo tanto, el coste será el siguiente:

- Fabricación del array plano: 200€.

COSTES MATERIAL	
Fabricación array plano	200 €
Total	200 €

Tabla 23- Coste material

Coste total:

En la siguiente tabla mostraremos el coste final del proyecto.

COSTE TOTAL DEL TFG	
Coste personal	2.970 €
Costes materiales	200 €
Total	3.170 €

Tabla 24- Coste total

El presupuesto final del Trabajo Fin de Grado “Diseño de un array lineal en tecnología Groove Gap Waveguide” ascendería a TRES MIL CIENTO SETENTA EUROS.

Anexos

Parte obligatoria en inglés

Wireless transmissions are increasing daily, so with it the need to improve the transmission systems to get them not to become obsolete and can still be used, even with a better efficiency. Wireless transmissions are those in which the transmitter and receiver do not have to be together, and the communication does not carry out through a physical propagation, but it uses the modulation of electromagnetic waves through the space. Some kinds of these transmissions could be mobile phone systems, wireless data networks, point to point radio links, digital terrestrial TV... To design a wireless system, it is important a right selection of the main features, replacing on these features, we can develop a lot of different systems. These features can be the kind of antenna and radio communication equipment, frequency band, power calculation, noise or interference level...

Within all these wireless communication features, we will focus on the antennas, specifically on the antennas made by slotted arrays. Nowadays, the current technologies suffer limitations when working with high frequency bands, this is the reason why there is a need to develop a new technology which allow us to work on these high frequencies, inside the called millimetre band, which goes from 30GHz to 300GHz. To address this need one new technology was developed, the promising Gap Waveguide technology, as we will see it creates a new concept of waveguides. Besides, thanks to microelectronic work with these high frequency bands is possible. Due to the wavelength is much smaller than with low frequencies, also the size of the guides will be smaller and lighter, and the manufacturing will have a low cost. The design of the transmitter and receiver components of this promising technology is a challenge for the engineering, so inside this context will be develop our contribution to the Gap Waveguide technology.

Owing to the reduction of the size of the components when using high frequencies around 30-300GHz, current technologies have several and important limitations. Firstly, the conventional waveguide technology is really limited because of to reach an internal hollow structure, two different and independent perfect conductor planes have to be manufactured, to be join together later. Working with low frequencies the size of the waveguides was bigger and we did not have any problem. But if we work with high frequencies, the sizes will be smaller and the connection of both perfect conductor planes will be more complicated and power losses will be increased. And secondly, the printed Microstrip or coplanar technology, which present losses when working with high frequencies.

In this way, Gap Waveguide technology presents several advantages respect to these traditional technologies. On one hand, the promising technology has low losses for high frequencies as the range of millimetre waves, and on the other hand, the manufacturing is much easier because there is no a need to have an electric contact between the planes to work correctly. The main objective of this project is the design of a classical antenna for high frequencies, a slotted arrays in the new groove gap waveguide technology. This type of antenna is typically designed using conventional rectangular waveguides. Its manufacturing is expensive as the frequency is increased. We propose to design a planar slotted array in groove gap waveguide technology and to compare its performance with a classical version in conventional waveguide technology. The selected frequency of operation for this design is 24GHz.

Electromagnetic waves are the propagation of the both electric and magnetic fields through the vacuum with a constant speed. These waves depend mainly on the frequency, speed (same to every waves, speed of light) and wavelength, according to the value of this parameters the kind of the electromagnetic radiation will be different. For our project we have choose an operation frequency of 24GHz, it belongs to the SHF (Super High Frequency) band, and inside it on the K band which is from 18 to 26.5 GHz. According to the equation of the wavelength (explain on 2.1) we have a wavelength of 12.5 mm, so our wavelength is on the range millimetre band waves, the perfect ones for the promising gap waveguide technology.

Those electromagnetic waves can be transmitted by two different ways: radiated and guide transmission. The project has been realised with the second way, here the transmission is made through a structure which allow to confine and guide the waves from the origin (generator) to the destination (charge).

The promising Gap Waveguide technology is developing since 2012 as an alternative to replace current waveguide technologies as traditional hollow waveguides or printed Microstrip and coplanar technology. This is because of the several disadvantages that they suffer when working with high frequencies, usually over 30GHz. Some examples can be high losses, or the problems to be manufactured due to the small sizes of the structures. The most important difference between Gap Waveguide technology and traditional waveguide technology is the replacing the walls of both sides and the wall at the end of the waveguide by a bed of nails. The bed of nails is a combination of metal pins that works as a high impedance surface within a stopband. The stopband is the band of frequencies between the lower and upper cut-off frequency, for a correct performance of the bed of nails, the frequency of operation should be inside the stopband (illustration 45).

In this project, we have designed a planar array on Groove Waveguide Technology which is one kind of Gap Technology. There are three kinds of structures of Gap Waveguide: Ridge Gap Waveguide, Microstrip Gap Waveguide and Groove Gap Waveguide.

The first one is realized with two parallel PEC planes, on the bottom plane there is a bed of nails where a central metal ridge is located, the field propagates over the ridge. The second is focused on the propagation of the field in the air gap between the upper metal plane and the strip line, here the field is forced by the PMC placed below the substrate of the Microstrip line. And finally, the third one is similar as Ridge Gap Waveguide, but here the ridge is substituted by a groove tight by the pins of both sides. As I said before the last one has been the selected to be used in the design.

The main development chapters are those which are related to the design of the planar array. First we have to design the conventional waveguide to get the main parameters of the array, of course these parameters are the object of the comparison with the structures of the Groove gap waveguide technology. It should be pointed out that the distance between slots is $\frac{\lambda_g}{2}$, it distance allow us to avoid grating lobes, and also we have placed the wall at the end of the waveguide with a distance from the last slot of $\frac{\lambda_g}{4}$ to create a standing wave that excites the slots and allow for radiation (short-circuit at the end). The dimensions of the waveguide $a \times b \times l$, the first two parameters are standard dimensions (10,668 x 4,318 mm), and third one corresponds to the length of the waveguide. It depends on the number of slots, for our project we have nine slots. So if the distance from the start to the first one is $\frac{\lambda_g}{2}$, the distance between each slot is the same for everyone ($\frac{\lambda_g}{2}$), and finally the distance from the last slot to the end of the waveguide is $\frac{\lambda_g}{4}$, we get a length of:

$$\text{Length of the waveguide} = 9 \cdot \frac{\lambda_g}{2} + \frac{\lambda_g}{4} = 73,245 \text{ mm}$$

This length will change depending on the technology, since for groove gap technology we have to replace the wall at the end for a bed of nails, but the distance from the start to the end of the waveguide will be always the same (illustration 50). If it changes, the results will be different, so we will not be able to compare the different structures. Finally, the dimension of the waveguide in conventional hollow waveguides technology is 10,668 x 4,318 x 73,245 mm. Every simulation results are in 2.4 (illustrations 14-23).

After design and simulate the slotted waveguide in conventional technology, we have designed and simulated the structure in the Groove gap Waveguide technology, as this promising technology requires, we had to remove both side planes and the one which is located at the end of the structure. We have replaced this planes by bed of nails (this is shown in illustrations 48-49), which act as the walls of the waveguide confining the electromagnetic waves inside the guide without letting them going out. Therefore, to behave as a wall, the bed of nails has to have a height over $\lambda/4$, and the gap between the upper wall to the pin has to be less than $\lambda/4$. If it does not happen, the electromagnetic waves will escape from the guide. To verify that the dimensions of the pins are correct, we have to simulate a periodic structure of pins and represent the dispersion diagram to check the stopband (frequency band where no mode can be propagating) and ensure that our operating frequency belong to it.

The next part of the design refers to the power divider, its purpose is mainly to divide the input signal to several output signals depending on the kind of power divider. The power divider selected for our project is 1:2 simply Y (illustration 78-79), one input signal is divided into two output signals, each one for each groove gap waveguide. The design of the divider is complex because we have to reach an adjustment on the input port to provide with the less possible losses to the input signal. The reflexion parameter (S_{11}) should lower than -10 dB to reach a well-matched antenna, also the output ports should have a transmission parameter (S_{21} and S_{31}) around -3dB, ensuring low insertion losses. We could see the operating of our power divider in the illustration 91. As the other elements of the project, the power divider depends also on the size of the bed of nails, therefore we have two different simple Y power divider, the first one is composed by a bed of nails of one line of pins, and the second one is composed by a bed of nails of two lines of pins. The final results of these power divider will depend also on the whole length of the power divider, which affects to the reflexion and transmission parameters.

As it has been said before, the main objective of the project is to design a planar array in Groove Gap Waveguide, this planar array is composed by two slotted waveguides and one power divider, both based on the groove gap technology. The number of the Groove Gap Waveguides of the planar array depends on the output ports of the power divider, in our case the power divider is 1:2, so we have to use two Groove gap waveguides. If the number of output ports were larger, we should have used more Groove gap waveguides. Both Groove gap waveguides are equivalent to the traditional hollow waveguides. To reach the conclusion of the equivalence, we have demonstrated two different methods: standing wave and dispersion diagrams (view 3.2). In both cases the result was positive, so it allows us to use the Groove gap waveguides as a traditional waveguides taking advantages of the new developed technology. The main advantages are that this technology can be realized without good metal contacts between the parallel metal planes, making the manufacturing process easy and cheaper. For these reasons, the gap waveguide is a promising alternative to replace hollow waveguides and Microstrip lines for high frequency applications.

For the design of the waveguides, we have taken in consideration two bed of nails options, as we know the bed of nails is composed by pins, so one option was a bed of nails composed by one line of pins in each side, and the second one option was a bed of nails composed by two lines of pins in each side also. After the simulation of both options (view 3.3), we have chosen the second option mainly due to the directivity because it is 1 dB approximately upper, as well as the amplitudes are more uniform.

Regarding to the power divider, the one selected was the Y type. We sought a power divider with a reflection parameter under -10 dB, so that the power divider is adapted, and also with transmission parameters over -3 dB ensuring low insertion losses. Once the different options have been designed and simulated, the final power divider has a bed of nails of two lines of pins a length of 18,8114 mm between the end of the start guide and the beginning of the central bed of nails (illustration 102).

Finally, the planar array as a whole was the one composed by bed of nails of two lines of pins both at in the power divider as in Groove gap waveguides. By operating frequency of 24GHz presents some disadvantages on reflexion parameter, because it is over -10 dB, and in the amplitudes because they are not uniform too. Working with little high frequency of 24.5GHz we get a better reflexion parameter under -10dB, and also more uniform amplitudes, but the directivity, which is almost the most important feature of an antenna, does not change a lot, just 0.05 dB higher.

Regarding to feed of the planar array, as the dimensions of the input waveguide are standards we can use a commercial coaxial adapter, as shown in figure 140.

One of the main objectives for this promising gap waveguide technology is to reach the top of the waveguide technologies and become the leader technology to electromagnetic wave applications when using THz frequencies. Maybe in a near future the ideal way to manufacture this antenna would be a mass production to reduce the costs and designs. Using this technology is possible to develop several elements as filters, arrays, encapsulated... and also will be possible to develop an integrated solution including diplexers, antennas, filters and other active components to get a complete Radio-Frequency interface.

Gap waveguide technology can be used as a basic technology to design circuits and antenna system package for millimetre waveguides applications, as:

- Wireless communications by gigabit speed.
- High speed electrical connections.
- Point to point communication.
- Control systems at airports to look for arms, explosives, droughts... on passengers.
- Sensing applications to cancer cells.
- Treatment applications of odontology imagery.
- Sensing of terrestrial mines and buried explosives.
- Quality control of insulating linker during its manufacturing.

Regarding to our project, there are some points to be develop or improve, these are the follow future lines of research:

- First of all, the manufacturing and measuring of the designed prototypes: the individual arrays, the power divider and the planar arrays. The workshop of the university was not able to manufacture the prototypes for this project for different technical reasons.
- Optimization of the positions and sizes of the slots on the waveguides, it is focused on improve the amplitude uniformity, directivity... mainly on groove gap waveguides and also on planar array. In the presented designs we have only used the positions of the slots to modulate their amplitudes. By using optimization tools, we can do a further optimization changing also the sizes of the slots.

- The designed planar arrays has grating lobes as the two rows are separated more than 1λ . We can do new designs where the operation frequency is not so different to the cut-off frequency of the waveguide (for instance by using a waveguide with a smaller cross section). In this way, the elements will be closer enough to avoid grating lobes.
- To realize bigger power dividers than 1:2, i.e., 1:4 and 1:8 to do bigger planar arrays in order to increase the directivity.

Referencias bibliográficas

- [1] J. A. Pereda. *Conceptos Básicos de la Teoría de Líneas de Transmisión*. Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria [Online]. Disponible en: http://personales.unican.es/peredaj/pdf_Apuntes_MTG/Presentacion-Conceptos-Basicos-Lineas.pdf
- [2] David M. Pozar : "Microwave Engineering" Second Edition 1998, John Wiley & Sons.
- [3] J. A. Pereda. *Guías de onda y líneas de transmisión*. Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria [Online]. Disponible en: http://personales.unican.es/peredaj/pdf_Apuntes_MTG/Presentacion-Guias-de-Onda.pdf
- [4] C. P. Vega. Apuntes, *Capítulo 9 "Líneas de transmisión"*, Departamento de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.
- [5] Carlos García Argos. Apuntes de la asignatura "*Fundamentos de Microondas I*", 4º E.T.S.I. Telecomunicación, Universidad de Málaga.
- [6] M. Ferrando, A. Valero. Apuntes de la asignatura *Antenas*. Tema 1, "Introducción. Parámetros de Antenas". Departamento de Comunicaciones. Universidad Politécnica de Valencia. [Online] Disponible en: http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Tema_1.PDF
- [7] M. Ferrando, A. Valero. Apuntes de la asignatura *Antenas*. Tema 5, "Teorema de la reciprocidad". Departamento de Comunicaciones. Universidad Politécnica de Valencia. [Online] Disponible en: http://www.upv.es/antenas/Tema_5/teorema_reciprocidad.htm
- [8] Constantine, A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, Ltd, USA 1989.
- [9] Wade, Paul (2001). *W1GHZ, Microwave Antenna book*. Libro Online. Disponible aquí: <http://www.w1ghz.org/antbook/contents.htm>
- [10] CST Microwave Studio Computer Simulation Technologies, 2016 [Online]. Disponible en: <http://www.cst.com>
- [11] E. Alfonso, M. Baquero, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz and P. S. Kildal, "Power divider in ridge gap waveguide technology," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, Spain, 2010, pp. 1-4.
- [12] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira and E. Rajo-Iglesias, "Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, no. , pp. 84-87, 2009.
- [13] E. Rajo-Iglesias and P. S. Kildal, "Groove gap waveguide: A rectangular waveguide between contactless metal plates enabled by parallel-plate cut-off," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, Spain, 2010, pp. 1-4.

- [14] Kildal, P.; Zaman, A. ; Rajo-Iglesias, E. (2011) "Design and experimental verification of ridge gap waveguides in bed of nails for parallel plate mode suppression". IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 5(3), pp. 262-270. Disponible en: http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/141224/local_141224.pdf
- [15] Pucci, E. ; Rajo-Iglesias, E. ; Kildal, P. (2012) "Evaluation of losses in microstrip gap waveguide for slot antennas applications". 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, USA, July 8-14, 2012 pp. 1-2. Disponible en: http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/163388/local_163388.pdf
- [16] Gutiérrez Oliva, Sergio (2015) "Diseño de antenas en tecnología Gap Waveguide" Trabajo Fin de Grado. Leganés: Universidad Carlos III de Madrid.
- [17] Pucci, E. ; Zaman, A. ; Rajo-Iglesias, E. (2013) "Study of Q-Factors of Ridge and Groove Gap Waveguide Resonators". IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 7(11), pp. 900-908. Disponible en: http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/182464/local_182464.pdf
- [18] Pucci, E (2013). "Gap Waveguide Technology for Millimeter Wave Applications and Integration with Antennas". Tesis Doctoral. Göteborg: Universidad de Chalmers.
- [19] Miranda, Sebastián, Sierra, Margineda: "Ingeniería de Microondas: Técnicas Experimentales" Prentice Práctica 2002.
- [20] S. Germain, D. Deslandes and K. Wu, "Development of substrate integrated waveguide power dividers," *Electrical and Computer Engineering, 2003. IEEE CCECE 2003. Canadian Conference on*, 2003, pp. 1921-1924 vol.3.
- [21] Navarro, D (2015). "Nuevos sistemas radiantes realizados con tecnologías impresas". Tesis Doctoral. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia.